

明 細 書

スペクトル符号化装置、スペクトル復号化装置、
音響信号送信装置、音響信号受信装置、およびこれらの方法

5

技術分野

本発明は、オーディオ信号または音声信号の周波数帯域を拡張して音質を向上させる方法であり、さらにこの方法を適用したオーディオ信号または音声信号などの符号化方法および復号化方法に関するものである。

10

背景技術

音声信号またはオーディオ信号を低ビットレートで圧縮する音声符号化技術やオーディオ符号化技術は、移動体通信における電波等の伝送路容量及び記録媒体の有効利用のために重要である。

15 音声信号を符号化する音声符号化に、ITU-T (International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector) で規格化されているG726、G729などの方式が存在する。これらの方式は、狭帯域信号(300Hz～3.4kHz)を対象とし、8kbit/s～32kbit/sで高品質に符号化が行える。しかしこのような狭帯域信号は周波数帯域が最大3.4kHzまでと狭いため、その品質はこもっており臨場感に欠ける。

20 また、音声符号化の分野では、広帯域信号(50Hz～7kHz)を符号化の対象とする方式が存在する。その代表的な方法として、ITU-TのG722、G722.1や、3GPP (The 3rd Generation Partnership Project) のAMR-WBなどがある。これら方式は、ビットレートが6.6kbit/s～64kbit/sで広帯域音声信号の符号化が行える。符号化の対象とする信号が音声の場合、広帯域信号は比較的高品質であるものの、

オーディオ信号を対象とした場合や音声信号でもさらに高臨場感な品質が求められる場合には十分ではない。

一般に、信号の最大周波数が10～15kHz程度までであるとFMラジオ相当の臨場感が得られ、20kHz程度までであればCD並みの品質が得られる。このような信号に対しては、MPEG (Moving Picture Expert Group) で規格化されているレイヤ3方式やAAC方式などに代表されるオーディオ符号化が適している。しかしながら、これらオーディオ符号化方式の場合には、符号化の対象となる周波数帯域が広くなるためビットレートが大きくなってしまふ。

10 特表2001-521648号公報には、周波数帯域の広い信号を低ビットレートで高品質に符号化する方法として、入力信号を低域部と高域部に分割し、高域部は低域部のスペクトルを置換して代用することにより全体のビットレートを低減させる技術が記載されている。この従来技術を原信号に適用したときの処理の様子について図1A～Dを用いて説明する。ここでは説明を容易にするために原信号に従来技術を適用する場合について述べる。図1A～Dにおいて横軸は周波数、縦軸は対数パワースペクトルを表す。また、図1Aは周波数帯域が $0 \leq k < F_H$ に帯域制限された原信号の対数パワースペクトル、図1Bは同信号を $0 \leq k < F_L$ に帯域制限されたときの対数パワースペクトル ($F_L < F_H$)、図1Cは従来技術により低域のスペクトルを用いて高域のスペクトルを置換したときの図、図1Dは置換後のスペクトルをスペクトル概形情報に従い置換スペクトルの形状を整えたときの図を表す。

従来技術に従えば、スペクトルが $0 \leq k < F_L$ までの信号 (図1B) をもとに原信号のスペクトル (図1A) を表すために、高域 (この図では $F_L \leq k < F_H$) のスペクトルは低域 ($0 \leq k < F_L$) のスペクトルで置換される (図1C)。なお簡単のために、ここでは $F_L = F_H / 2$ の関係にある場合を想定して説明している。次に、原信号のスペクトル包絡情報に従い、高域の置換されたスペクトルの振幅値が調整され、原信号のスペクトルを推定した

スペクトルが求められる（図 1 D）。

発明の開示

一般に、音声信号やオーディオ信号のスペクトルは、図 2 A に示すように、
5 ある周波数の整数倍にスペクトルのピークが現れる調波構造を持つことが知られている。調波構造は品質を保つ上で重要な情報であり、調波構造にずれが生じると品質劣化が知覚されてしまう。図 2 A に、あるオーディオ信号をスペクトル分析したときのスペクトルを示す。この図にあるように、原信号には間隔 T の調波構造が見受けられる。ここで従来技術に従い原信号のスペクトルを推定した図を図 2 B に示す。これら 2 つの図を見比べると、図 2 B
10 の方では置換元の低域スペクトル（領域 A 1）と置換先の高域スペクトル（領域 A 2）では調波構造が保持されているが、置換元の低域スペクトルと置換先の高域スペクトルの接続部（領域 A 3）では調波構造が崩れていることが分かる。これは、従来技術では、調波構造の形状を考慮せずに置換が行われたことに起因している。推定スペクトルを時間信号に変換して試聴すると、
15 このような調波構造の乱れによって主観的な品質が低下してしまうことになる。

また、 F_L が $F_H/2$ より小さい場合、つまり $F_L \leq k < F_H$ の帯域に 2
20 回以上低域スペクトルを置換する必要がある場合には、スペクトル概形の調整の際に別の問題が生じる。その問題を図 3 A および図 3 B を用いて説明する。音声信号やオーディオ信号は一般にスペクトルが平坦ではなく低域もしくは高域のエネルギーのいずれかが大きい。このように音声信号やオーディオ信号ではスペクトルに傾きが生じている状態にあり、低域のエネルギーより高域のエネルギーの方が小さい場合が多い。このような状況でスペクトル
25 の置換が行われると、スペクトルエネルギーの不連続が生じる（図 3 A）。図 3 A に示されるように単に予め定められた一定周期（サブバンド）毎にスペクトル概形の調整を行うとすると、エネルギーの不連続が解消されず（図 3

Bの領域A 4および領域A 5)、この現象が原因で復号信号に異音が発生するなどして主観的な品質が低下してしまう。

本発明は、以上の問題を考慮して、周波数帯域の広い信号を低ビットレートで高品質に符号化する技術を提案するものである。本発明では、低域のスペクトルを内部状態としてもつフィルタを用いて高域のスペクトルの形状を推定し、そのときのフィルタの特性を表す係数を符号化するスペクトル符号化法において、推定後の高域のスペクトルを適切なサブバンドにてスペクトル概形の調整を実施する。これにより、復号信号の品質を改善することができる。

10

図面の簡単な説明

- 図 1 A は、従来のビットレート圧縮技術を示す図、
図 1 B は、従来のビットレート圧縮技術を示す図、
図 1 C は、従来のビットレート圧縮技術を示す図、
15 図 1 D は、従来のビットレート圧縮技術を示す図、
図 2 A は、音声信号やオーディオ信号のスペクトルにおける調波構造を示す図、
図 2 B は、音声信号やオーディオ信号のスペクトルにおける調波構造を示す図、
20 図 3 A は、スペクトル概形の調整の際に生じるエネルギーの不連続を示す図、
図 3 B は、スペクトル概形の調整の際に生じるエネルギーの不連続を示す図、
図 4 は、実施の形態 1 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック
25 図、
図 5 は、フィルタリングにより第 2 スペクトルの推定値を算出する過程を示す図、

図 6 は、フィルタリング部と探索部とピッチ係数設定部の処理の流れを示す図、

図 7 A は、フィルタリングの様子を表す例を示す図、

図 7 B は、フィルタリングの様子を表す例を示す図、

5 図 7 C は、フィルタリングの様子を表す例を示す図、

図 7 D は、フィルタリングの様子を表す例を示す図、

図 7 E は、フィルタリングの様子を表す例を示す図、

図 8 A は、内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す図、

10 図 8 B は、内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す図、

図 8 C は、内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す図、

15 図 8 D は、内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す図、

図 8 E は、内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す図、

図 9 は、実施の形態 2 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

20 図 10 は、実施の形態 2 に係るフィルタリングの様子を示す図、

図 11 は、実施の形態 3 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

図 12 は、実施の形態 3 の処理の様子を表す図、

25 図 13 は、実施の形態 4 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

図 14 は、実施の形態 5 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

図 1 5 は、実施の形態 6 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

図 1 6 は、実施の形態 7 に係るスペクトル符号化装置の構成を示すブロック図、

5 図 1 7 は、実施の形態 8 に係る階層符号化装置の構成を示すブロック図、

図 1 8 は、実施の形態 8 に係る階層符号化装置の構成を示すブロック図、

図 1 9 は、実施の形態 9 に係るスペクトル復号化装置の構成を示すブロック図、

10 図 2 0 は、実施の形態 9 に係るフィルタリング部から生成される復号スペクトルの状態を示す図、

図 2 1 は、実施の形態 1 0 に係るスペクトル復号化装置の構成を示すブロック図、

図 2 2 は、実施の形態 1 0 のフローチャート、

15 図 2 3 は、実施の形態 1 1 に係るスペクトル復号化装置の構成を示すブロック図、

図 2 4 は、実施の形態 1 2 に係るスペクトル復号化装置の構成を示すブロック図、

図 2 5 は、実施の形態 1 3 に係る階層復号化装置の構成を示すブロック図、

図 2 6 は、実施の形態 1 3 に係る階層復号化装置の構成を示すブロック図、

20 図 2 7 は、実施の形態 1 4 に係る音響信号符号化装置の構成を示すブロック図、

図 2 8 は、実施の形態 1 5 に係る音響信号復号化装置の構成を示すブロック図、

25 図 2 9 は、実施の形態 1 6 に係る音響信号送信符号化装置の構成を示すブロック図、および

図 3 0 は、本発明の実施の形態 1 7 に係る音響信号受信復号化装置の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

(実施の形態 1)

- 5 図 4 は、本発明の実施の形態 1 に係るスペクトル符号化装置 100 の構成を示すブロック図である。

- 入力端子 102 から有効な周波数帯域が $0 \leq k < FL$ の第 1 信号が入力され、入力端子 103 からは有効な周波数帯域が $0 \leq k < FH$ の第 2 信号が入力される。次に、周波数領域変換部 104 では入力端子 102 から入力される第 1 信号に周波数変換を行い第 1 スペクトル $S_1(k)$ を算出し、周波数領域変換部 105 では入力端子 103 から入力される第 2 信号に周波数変換を行い第 2 スペクトル $S_2(k)$ を算出する。ここで周波数変換法としては、離散フーリエ変換 (DFT)、離散コサイン変換 (DCT)、変形離散コサイン変換 (MDCT) などが適用できる。
- 15 次に内部状態設定部 106 では、第 1 スペクトル $S_1(k)$ を使ってフィルタリング部 107 で用いられるフィルタの内部状態を設定する。フィルタリング部 107 では、内部状態設定部 106 で設定されたフィルタの内部状態と、ピッチ係数設定部 109 から与えられるピッチ係数 T に基づきフィルタリングを行い、第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を算出する。フィルタリングにより第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を算出する過程を図 5 を用いて説明する。図 5 において、 $0 \leq k < FH$ のスペクトルを便宜的に $S(k)$ と呼ぶことにする。図 5 に示すように、 $S(k)$ における $0 \leq k < FL$ の領域はフィルタの内部状態として第 1 スペクトル $S_1(k)$ が格納されており、 $FL \leq k < FH$ の領域には第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ が生成されることになる。
- 20 本実施例ではフィルタを以下の式(1)で表すものを使用した場合について説明を行うものとし、ここでの T は係数設定部 109 より与えられた係数を表す。また、本説明では $M = 1$ とする。

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}} \quad \dots (1)$$

フィルタリング処理は周波数の低い方から順に、周波数Tだけ低いスペクトルを中心に対応する係数 β_i を乗じて加算することで推定値を算出する。

$$S(k) = \sum_{i=-1}^1 \beta_i \cdot S(k-T-i) \quad \dots (2)$$

- 5 式(2)に従う処理を、 $FL \leq k < FH$ の間に行う。この結果算出される $S(k)$ ($FL \leq k < FH$) が第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ として利用される。

- 探索部108では、周波数領域変換部105から与えられる第2スペクトル $S2(k)$ とフィルタリング部107から与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ の類似度を算出する。類似度には様々な定義が存在するが、本実施例ではまずフィルタ係数 β_{-1} および β_1 を0とみなして最小2乗誤差に基づき定義される以下の式(3)に従い算出される類似度を用いた場合について説明する。この方法では、最適なピッチ係数Tを算出した後にフィルタ係数 β_i を決定することになる。

$$15 \quad E = \sum_{k=FL}^{FH-1} S2(k)^2 - \frac{\left(\sum_{k=FL}^{FH-1} S2(k) \cdot D2(k) \right)^2}{\sum_{k=FL}^{FH-1} D2(k)^2} \quad \dots (3)$$

ここでEは $S2(k)$ と $D2(k)$ 間の2乗誤差を表す。式(3)の右辺第1項はピッチ係数Tに関わらず固定値となるので、式(3)の右辺第2項を最大とする $D2(k)$ を生成するピッチ係数Tが探索されることになる。本実施例では、式(3)の右辺第2項を類似度と呼ぶことにする。

- 20 ピッチ係数設定部109は、予め定められた探索範囲 $TMIN \sim TMAX$ に含まれるピッチ係数Tを順次フィルタリング部107に出力する機能を有する。そのため、ピッチ係数設定部109よりピッチ係数Tが与えられる度にフィルタリング部107で $FL \leq k < FH$ の範囲の $S(k)$ をゼロクリアし

た後にフィルタリングが行われ、探索部 108 にて類似度が算出される。探索部 108 では、算出される類似度の中で最大となるときのピッチ係数 T_{max} を $T_{MIN} \sim T_{MAX}$ の間から決定し、そのピッチ係数 T_{max} をフィルタ係数算出部 110、第 2 スペクトル推定値生成部 115、スペクトル概
 5 形調整サブバンド決定部 112、および多重化部 111 に与える。図 6 にフィルタリング部 107 と探索部 108 とピッチ係数設定部 109 の処理の流れを示す。

図 7 A ~ E に本実施の形態の理解を容易にするために、フィルタリングの様子を表す例を示す。図 7 A は、内部状態に格納されている第 1 スペクトル
 10 の調波構造を、図 7 B ~ D は、3 種類のピッチ係数 T_0 , T_1 , T_2 を用いてフィルタリングを行い算出される第 2 スペクトルの推定値の調波構造の関係を示している。この例によれば、調波構造が保たれるピッチ係数 T として第 2 スペクトル $S_2(k)$ に形状に近い T_1 が選択されることになる (図 7 C および図 7 E 参照)。

15 また、図 8 A ~ E に内部状態に格納されている第 1 スペクトルの調波構造の別の例を示す。この例においても、調波構造が保持される推定スペクトルを算出するのはピッチ係数 T_1 のときであり、探索部 108 から出力されるのは T_1 となる (図 8 C および図 8 E 参照)。

次に、フィルタ係数算出部 110 では探索部 108 から与えられるピッチ
 20 係数 T_{max} を用いてフィルタ係数 β_i を求める。フィルタ係数 β_i は以下の式(4)に従う 2 乗歪 E を最小にするように求められる。

$$E = \sum_{k=PL}^{FH-1} \left(S_2(k) - \sum_{i=-1}^1 \beta_i S(k - T_{max} - i) \right)^2 \quad \cdots (4)$$

フィルタ係数算出部 110 では複数個の β_i ($i = -1, 0, 1$) の組合せ
 を予めテーブルとして持っており、式(4)の 2 乗歪 E を最小とする β_i ($i =$
 25 $-1, 0, 1$) の組合せを決定し、そのコードを第 2 スペクトル推定値生成部 115 と多重化部 111 に与える。

第2スペクトル推定値生成部115では、ピッチ係数 T_{max} とフィルタ係数 β_i を用いて、式(1)に従い第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を生成して、スペクトル概形調整係数符号化部113に与える。

5 ピッチ係数 T_{max} はスペクトル概形調整サブバンド決定部112にも与えられる。スペクトル概形調整サブバンド決定部112では、ピッチ係数 T_{max} を基にスペクトル概形調整のためのサブバンドを決定する。第 j 番目のサブバンドはピッチ係数 T_{max} を用いて以下の式(5)のように表すことができる。

$$\begin{cases} BL(j) = FL + (j-1) \cdot T_{max} \\ BH(j) = FL + j \cdot T_{max} \end{cases} \quad (0 \leq j < J) \quad \dots (5)$$

10 ここで、 $BL(j)$ は第 j サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$ は第 j サブバンドの最大周波数を表す。また、サブバンド数 J は第 $J-1$ サブバンドの最大周波数 $BH(J-1)$ が FH を超える最小の整数として表される。このようにして決定されたスペクトル概形調整サブバンドの情報をスペクトル概形調整係数符号化部113に与える。

15 スペクトル概形調整係数符号化部113では、スペクトル概形調整サブバンド決定部112から与えられるスペクトル概形調整サブバンド情報と、第2スペクトル推定値生成部115から与えられる第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ と周波数領域変換部105より与えられる第2スペクトル $S_2(k)$ を用いてスペクトル概形調整係数を算出し、符号化を行う。本実施の形態では、
20 当該スペクトル概形情報をサブバンド毎のスペクトルパワーで表す場合について説明する。このとき、第 j サブバンドのスペクトルパワーは以下の式(6)で表される。

$$B(j) = \sum_{k=BL(j)}^{BH(j)} S_2(k)^2 \quad \dots (6)$$

25 ここで、 $BL(j)$ は第 j サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$ は第 j サブバンドの最大周波数を表す。このようにして求めた第2スペクトルのサブ

バンド情報を第 2 スペクトルのスペクトル概形情報とみなす。同様に第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ のサブバンド情報 $b(j)$ を以下の式(7)に従い算出し、

$$b(j) = \sum_{k=BL(j)}^{BH(j)} D_2(k)^2 \quad \cdots (7)$$

- 5 サブバンド毎の変動量 $V(j)$ を以下の式(8)に従い算出する。

$$V(j) = \sqrt{\frac{B(j)}{b(j)}} \quad \cdots (8)$$

次に、変動量 $V(j)$ を符号化してそのコードを多重化部 111 に送る。

- より詳細なスペクトル概形情報を算出するために、次のような方法を適用しても良い。スペクトル概形調整サブバンドをさらにバンド幅の小さいサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にスペクトル概形調整係数を算出する。例えば、第 j サブバンドを分割数 N に分割したときには、

$$V(j,n) = \sqrt{\frac{B(j,n)}{b(j,n)}} \quad (0 \leq j < J, 0 \leq n < N) \quad \cdots (9)$$

- 式(9)を用いて各サブバンドで N 次のスペクトル調整係数のベクトルを算出し、このベクトルをベクトル量子化して歪が最小となる代表ベクトルのインデックスを多重化部 111 に出力する。ここで、 $B(j,n)$ および $b(j,n)$ はそれぞれ、

$$B(j,n) = \sum_{k=BL(j,n)}^{BH(j,n)} S_2(k)^2 \quad (0 \leq j < J, 0 \leq n < N) \quad \cdots (10)$$

$$b(j,n) = \sum_{k=BL(j,n)}^{BH(j,n)} D_2(k)^2 \quad (0 \leq j < J, 0 \leq n < N) \quad \cdots (11)$$

- として算出される。また、 $BL(j,n)$ 、 $BH(j,n)$ はそれぞれ、第 j サブバンドの第 n 分割部の最小周波数と最大周波数を表す。

多重化部 111 では、探索部 108 から得られる最適なピッチ係数 T_{max} の情報とフィルタ係数算出部 110 から得られるフィルタ係数の情報と、

スペクトル概形調整係数符号化部 1 1 3 から得られるスペクトル概形調整係数の情報を多重化して出力端子 1 1 4 より出力する。

本実施の形態では、式(1)における $M=1$ のときについて説明を行ったが、この値に限定されることが無く、0以上の整数を用いることが可能である。

- 5 また、本実施の形態において、周波数領域変換部 1 0 4, 1 0 5 を用いる場合を説明したが、これらは時間領域信号を入力とする場合に必要な構成要素であり、直接スペクトルが入力される構成において周波数領域変換部は必要ない。

10 (実施の形態 2)

図 9 は、本発明の実施の形態 2 に係るスペクトル符号化装置 2 0 0 の構成を示すブロック図である。本実施の形態では、フィルタリング部で用いるフィルタの構成が簡易なため、フィルタ係数算出部が必要なく、少ない演算量で第 2 スペクトルの推定を行うことができるという効果が得られる。なお、

- 15 図 9 において、図 4 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。例えば、図 4 のスペクトル概形調整サブバンド決定部 1 1 2 は、図 9 のスペクトル概形調整サブバンド決定部 2 0 9 と「スペクトル概形調整サブバンド決定部」という同じ名称を持つので、同一の機能を有している。

- 20 フィルタリング部 2 0 6 で用いられるフィルタの構成は次式のように簡略化したものを用いる。

$$P(z) = \frac{1}{1-z^{-T}} \quad \cdots (12)$$

式(12)は、式(1)を基に $M=0$ 、 $\beta_0=1$ として表されるフィルタとなっている。このときのフィルタリングの様子を図 1 0 に示す。このように第 2

- 25 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ は、 T だけ離れた低域のスペクトルを順次コピーすることにより求めることができる。

また探索部 207 では、最適なピッチ係数 T_{max} を実施の形態 1 と同様に式(3)を最小とするときのピッチ係数 T を探索して決定する。このようにして求めたピッチ係数 T_{max} を多重化部 211 に与える。

本構成において、スペクトル概形調整係数符号化部 210 に与えられる第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ は探索部 207 で探索のために一時的に生成したものを利用することを想定している。よって、スペクトル概形調整係数符号化部 210 には探索部 207 より第 2 スペクトル推定値 $D_2(k)$ が与えられている。

10 (実施の形態 3)

図 11 は、本発明の実施の形態 3 に係るスペクトル符号化装置 300 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、 $FL \leq k < FH$ の帯域を複数のサブバンドに予め分割しておき、それぞれのサブバンドについてピッチ係数 T の探索、フィルタ係数の算出およびスペクトル概形の調整を行い、これら情報を符号化する点にある。これにより、置換元である $0 \leq k < FL$ の帯域のスペクトルに含まれるスペクトル傾きに起因するスペクトルエネルギーの不連続の問題が回避され、さらにサブバンド毎に独立に符号化を行うためにより高品質な帯域の拡張を実現できるという効果が得られる。図 11 において、図 4 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

サブバンド分割部 309 は、周波数領域変換部 304 より与えられる第 2 のスペクトル $S_2(k)$ の帯域 $FL \leq k < FH$ を予め定めておいた J 個のサブバンドに分割する。本実施例では、 $J = 4$ として説明する。サブバンド分割部 309 は、第 0 サブバンドに含まれるスペクトル $S_2(k)$ を端子 310 a に出力する。同様に、第 1 サブバンド、第 2 サブバンドおよび第 3 サブバンドに含まれるスペクトル $S_2(k)$ はそれぞれ、端子 310 b、310 c および 310 d に出力される。

サブバンド選択部 312 は、切り替え部 311 が端子 310a、端子 310b、端子 310c および端子 310d を順次選択するように切り替え部 311 を制御する。つまりサブバンド選択部 312 によって、探索部 307、

5 フィルタ係数算出部 313 およびスペクトル概形調整係数符号化部 314 に、第 0 サブバンド、第 1 サブバンド、第 2 サブバンドおよび第 3 サブバンドと順次選択されてスペクトル $S_2(k)$ が与えられることになる。以降は、サブバンド単位で処理が実施され、サブバンド毎にピッチ係数 T_{max} 、フィルタ係数 β_i およびスペクトル概形調整係数が求められ、多重化部 315 に与えられることになる。よって、多重化部 315 には、J 個のピッチ係数 T_{max} の情報、J 個のフィルタ係数の情報および J 個のスペクトル概形調整係数の情報が与えられる。

10

また、本実施の形態では予めサブバンドが決定されているために、スペクトル概形調整サブバンド決定部は必要なくなる。

図 12 は、本実施の形態の処理の様子を表す図である。この図に示されるように、帯域 $FL \leq k < FH$ は予め定められたサブバンドに分割され、各々のサブバンド毎に T_{max} 、 β_i 、 V_q を算出し、それぞれが多重化部に送られる。この構成により、低域スペクトルから置換されるスペクトルのバンド幅とスペクトル概形調整のためのサブバンドのバンド幅とが一致するために、

15

スペクトルエネルギーの不連続が発生しなくなり、音質が改善される。

20

(実施の形態 4)

図 13 は、本発明の実施の形態 4 に係るスペクトル符号化装置 400 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、前述の実施の形態 3 を基にしてフィルタリング部で用いるフィルタの構成が簡易な点にある。このため、フィルタ係数算出部が必要なく、少ない演算量で第 2 スペクトルの推

25

定を行うことができるという効果が得られる。図 13 において、図 11 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素につ

いての詳細な説明は省略する。

フィルタリング部 406 で用いられるフィルタの構成は次式のように簡略化したものを用いる。

$$P(z) = \frac{1}{1 - z^{-T}} \quad \dots (13)$$

- 5 式(13)は、式(1)を基に $M=0$ 、 $\beta_0=1$ として表されるフィルタとなっている。このときのフィルタリングの様子を図 10 に示す。このように第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ は、 T だけ離れた低域のスペクトルを順次コピーすることにより求めることができる。

- また探索部 407 では、最適なピッチ係数 T_{max} を実施の形態 1 と同様に
10 式(3)を最小とするときのピッチ係数 T を探索して決定する。このようにして求めたピッチ係数 T_{max} を多重化部 414 に与える。

- 本構成において、スペクトル概形調整係数符号化部 413 に与えられる第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ は探索部 407 で探索のために一時的に生成したものを利用することを想定している。よって、スペクトル概形調整係数
15 符号化部 413 には探索部 407 より第 2 スペクトル推定値 $D_2(k)$ が与えられている。

(実施の形態 5)

- 図 14 は、本発明の実施の形態 5 に係るスペクトル符号化装置 500 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、第 1 スペクトル $S_1(k)$
20 と第 2 スペクトル $S_2(k)$ を、それぞれ LPC スペクトルを用いてスペクトル傾きを補正し、補正後のスペクトルを用いて第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を求めている点にある。これにより、スペクトルエネルギーの不連続の問題が解消されるという効果が得られる。図 14 において、図 13 と同じ名
25 称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施の形態では前述の実施の形態 4 に対

してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、前述した実施の形態 1～3 のそれぞれについて本技術を適用することが可能である。

- 入力端子 505 より、ここでは図示されない L P C 分析部もしくは L P C 復号部により求められた L P C 係数が入力され、L P C スペクトル算出部 506 に与えられる。これとは別に、L P C 係数は、入力端子 501 から入力される信号を L P C 分析して求める構成であってもよい。この場合、入力端子 505 は必要なくなり、その代わり L P C 分析部が新たに追加されることになる。

- 10 L P C スペクトル算出部 506 では、L P C 係数を基に、次に示す式(14)に従いスペクトル包絡を算出する。

$$el(k) = \left| \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{NP} \alpha(i) \cdot e^{-j \frac{2\pi k i}{K}}} \right| \quad \dots (14)$$

または、次の式(15)に従いスペクトル包絡を算出しても良い。

$$el(k) = \left| \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{NP} \alpha(i) \cdot \gamma^i \cdot e^{-j \frac{2\pi k i}{K}}} \right| \quad \dots (15)$$

- 15 ここで α は L P C 係数、NP は L P C 係数の次数、K はスペクトル分解能を表す。また、 γ は 0 以上 1 未満の定数であり、この γ の使用によりスペクトルの形状を平滑化させることができる。このようにして求めたスペクトル包絡 $e1(k)$ はスペクトル傾き補正 507 に与えられる。

- 20 スペクトル傾き補正 507 では、L P C スペクトル算出部 506 より得られるスペクトル包絡 $e1(k)$ を使い、周波数領域変換部 503 より与えられる第 1 スペクトル $S1(k)$ に内在するスペクトル傾きを次の式(16)に従い補正する。

$$S1_{new}(k) = \frac{S1(k)}{e1(k)} \quad \dots (16)$$

このようにして求めた補正後の第1スペクトルを内部状態設定部511に与える。

その一方で第2スペクトルの算出の際にも同様の処理を行う。入力端子502から入力される第2信号をLPC分析部508に与え、LPC分析を行いLPC係数を求める。ここで求めたLPC係数はLSP係数などの符号化に適したパラメータに変換した後に符号化され、そのインデックスを多重化部521に与える。それと同時に、LPC係数を復号して復号LPC係数をLPCスペクトル算出部509に与える。LPCスペクトル算出部509は、
 10 前述したLPCスペクトル算出部506と同様の機能を有しており、第2信号用のスペクトル包絡 $e2(k)$ を式(14)または式(15)に従い算出する。スペクトル傾き補正部510は、前述したスペクトル傾き補正507と同様の機能を有し、第2スペクトルに内在するスペクトル傾きを次の式(17)に従い補正する。

$$15 \quad S2_{new}(k) = \frac{S2(k)}{e2(k)} \quad \dots (17)$$

このようにして求めた補正後の第2スペクトルを探索部513に与えると同時にスペクトル傾き付与部519に与える。

スペクトル傾き付与部519では、探索部513から与えられる第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ に次の式(18)に従いスペクトル傾きを付与する。

$$20 \quad D2_{new}(k) = D2(k) \cdot e2(k) \quad \dots (18)$$

このようにして算出した第2スペクトルの推定値 $s2_{new}(k)$ をスペクトル概形調整係数符号化部520に与える。

多重化部521では、探索部513から与えられるピッチ係数 T_{max} の情報、スペクトル概形調整係数符号化部520から与えられる調整係数の情報、
 25 報、LPC分析部から与えられるLPC係数の符号化情報を多重化して出力

端子 5 2 2 より出力する。

(実施の形態 6)

図 1 5 は、本発明の実施の形態 6 に係るスペクトル符号化装置 6 0 0 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、第 1 スペクトル $S_1(k)$ の中から比較的スペクトルの形状が平坦な帯域を検出し、この平坦な帯域からピッチ係数 T の探索を行う。これにより、置換後のスペクトルのエネルギーが不連続になりにくくなり、スペクトルエネルギーの不連続の問題が回避されるという効果が得られる。図 1 5 において、図 1 3 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施の形態では前述の実施の形態 4 に対してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、これまで前述した実施の形態のそれぞれについて本技術を適用することが可能である。

15 スペクトル平坦部検出部 6 0 5 には、周波数領域変換部 6 0 3 より第 1 スペクトル $S_1(k)$ が与えられ、第 1 スペクトル $S_1(k)$ からスペクトルの形状が平坦な帯域を検出する。スペクトル平坦部検出部 6 0 5 では、帯域 $0 \leq k < FL$ の第 1 スペクトル $S_1(k)$ を複数のサブバンドに分割し、各々のサブバンドのスペクトル変動量を定量化し、そのスペクトル変動量が最も小さい
20 サブバンドを検出する。そのサブバンドを示す情報をピッチ係数設定部 6 0 9 および多重化部 6 1 5 に与える。

本実施例ではスペクトルの変動量を定量化する手段として、サブバンドに含まれるスペクトルの分散値を用いる場合について説明する。帯域 $0 \leq k < FL$ を N 個のサブバンドに分割し、各サブバンドに含まれるスペクトル S_1
25 (k) の分散値 $u(n)$ を次の式(1 9)に従い算出する。

$$u(n) = \frac{\sum_{k=BL(n)}^{BH(n)} (|S1(k)| - S1_{mean})^2}{BH(n) + BL(n) + 1} \quad \dots (19)$$

ここで $BL(n)$ は第 n サブバンドの最小周波数、 $BH(n)$ は第 n サブバンドの最大周波数、 $S1_{mean}$ は、第 n サブバンドに含まれるスペクトルの絶対値の平均を表す。ここでスペクトルの絶対値をとるのは、スペクトルの振幅値の観点での平坦な帯域の検出を目的としているからである。

このようにして求めた各サブバンドの分散値 $u(n)$ を比較し、最も分散値の小さいサブバンドを決定し、そのサブバンドを示す変数 n をピッチ係数設定部 609 および多重化部 615 に与えることになる。

ピッチ係数設定部 609 では、スペクトル平坦部検出部 605 にて決定されたサブバンドの帯域の中にピッチ係数 T の探索範囲を限定し、その限定された範囲の中でピッチ係数 T の候補を決定する。これにより、スペクトルエネルギーの変動が小さい帯域の中からピッチ係数 T が決定されることになるため、スペクトルエネルギーの不連続の問題が緩和される。

多重化部 615 では、探索部 608 から与えられるピッチ係数 T_{max} の情報、スペクトル概形調整係数符号化部 614 から与えられる調整係数の情報、スペクトル平坦部検出部 605 から与えられるサブバンドの情報を多重化して出力端子 616 より出力する。

(実施の形態 7)

図 16 は、本発明の実施の形態 7 に係るスペクトル符号化装置 700 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、入力信号の周期性の強さによってピッチ係数 T を探索する範囲を適応的に変化させる点にある。これにより、無声部のように周期性の低い信号に対しては調波構造が存在しないので探索範囲を非常に小さく設定しても問題は生じにくい。また有声部のように周期性の高い信号に対しては、そのときのピッチ周期の値によってピ

ッチ係数 T を探索する範囲を変更する。これにより、ピッチ係数 T を表すための情報量を小さくすることができ、ビットレートを削減することが可能となる。図16において、図13と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本

5 実施の形態では前述の実施の形態4に対して本技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、これまで前述した実施の形態のそれぞれについて本技術を適用することが可能である。

入力端子706からは、ピッチ周期性の強さを表すパラメータとピッチ周期の長さを表すパラメータの少なくとも一方が入力されてくる。本実施例で

10 は、ピッチ周期の強さを表すパラメータとピッチ周期の長さを表すパラメータが入力されるときの説明を行う。また、本実施例では、ここでは図示されないCELPの適応符号帳探索にて求められたピッチ周期 P とピッチゲイン P_g が入力端子706より入力されるものとして説明を行う。

探索範囲決定部707では、入力端子706より与えられるピッチ周期 P

15 とピッチゲイン P_g を用いて探索範囲を決定する。まず、入力信号の周期性の強さをピッチゲイン P_g の大きさにて判定する。ピッチゲイン P_g が閾値と比較して大きい場合には、入力端子701から入力される入力信号は有声部であるとみなし、ピッチ周期 P で表される調波構造の少なくとも1つの調波を含むようにピッチ係数 T の探索範囲を表す T_{MIN} と T_{MAX} を決定する。

20 従ってピッチ周期 P の周波数が大きい場合にピッチ係数 T の探索範囲は広く設定され、逆にピッチ周期 P の周波数が小さい場合にはピッチ係数 T の探索範囲を狭く設定される。

ピッチゲイン P_g が閾値と比較して小さい場合には、入力端子701から入力される入力信号は無声部であるとみなし、調波構造が無いとしてピッチ

25 係数 T を探索する探索範囲を非常に狭く設定する。

(実施の形態8)

図 1 7 は、本発明の実施の形態 8 に係る階層符号化装置 8 0 0 の構成を示すブロック図である。本実施の形態では、前述した実施の形態 1 ～ 7 のいずれか一つを階層符号化に適用することにより、音声信号もしくはオーディオ信号を低ビットレートで高品質に符号化することが可能となる。

- 5 入力端子 8 0 1 から音響データが入力され、ダウンサンプリング部 8 0 2 でサンプリングレートの低い信号が生成される。ダウンサンプリングされた信号が第 1 レイヤ符号化部 8 0 3 に与えられ、当該信号を符号化する。第 1 レイヤ符号化部 8 0 3 の符号化コードは多重化部 8 0 7 に与えられると共に、第 1 レイヤ復号化部 8 0 4 に与えられる。第 1 レイヤ復号化部 8 0 4 では、
- 10 符号化コードをもとに第 1 レイヤの復号信号を生成する。

- 次に、アップサンプリング部 8 0 5 にて第 1 レイヤ符号化手段 8 0 3 の復号信号のサンプリングレートを上げる。遅延部 8 0 6 は、入力端子 8 0 1 から入力される入力信号に特定の長さの遅延を与える。この遅延の大きさをダウンサンプリング部 8 0 2 と第 1 レイヤ符号化部 8 0 3 と第 1 レイヤ復号化
- 15 部 8 0 4 とアップサンプリング部 8 0 5 で生じる時間遅れと同値とする。

スペクトル符号化部 1 0 1 には、前述の実施の形態 1 ～ 7 の内のいずれかひとつが適用され、アップサンプリング部 8 0 5 から得られる信号を第 1 信号、遅延部 8 0 6 から得られる信号を第 2 信号としてスペクトル符号化を行い、符号化コードを多重化部 8 0 7 に出力する。

- 20 第 1 レイヤ符号化部 8 0 3 で求められる符号化コードとスペクトル符号化部 1 0 1 で求められる符号化コードは多重化部 8 0 7 にて多重化され、出力コードとして出力端子 8 0 8 より出力される。

- スペクトル符号化部 1 0 1 の構成が図 1 4 および図 1 6 に示されるものであるとき、本実施の形態に係る階層符号化装置 8 0 0 a (図 1 7 に示した階層符号化装置 8 0 0 と区別するため、末尾にアルファベットの小文字を付す)
- 25 の構成は図 1 8 のようになる。図 1 8 と図 1 7 の違いは、スペクトル符号化部 1 0 1 に第 1 レイヤ復号化部 8 0 4 a より直接入力される信号線が追加さ

れている点にある。これは、第1レイヤ復号化部804で復号されたLPC係数またはピッチ周期PやピッチゲインP_gがスペクトル符号化部101に与えられることを表している。

5 (実施の形態9)

図19は、本発明の実施の形態9に係るスペクトル復号化装置1000の構成を示すブロック図である。

本実施の形態では、第1のスペクトルを基に第2のスペクトルの高域成分をフィルタによって推定して生成される符号化コードを復号することができ
10 精度の良い推定スペクトルを復号することが可能になり、かつ推定後の高域のスペクトルを適切なサブバンドにてスペクトル概形を調整することにより、復号信号の品質を改善するという効果が得られる。入力端子1002からここでは図示されないスペクトル符号化部にて符号化された符号化コードが入力され、分離部1003に与えられる。分離部1003では、フィルタ係数
15 の情報をフィルタリング部1007とスペクトル概形調整サブバンド決定部1008に与える。それとともに、スペクトル概形調整係数の情報をスペクトル概形調整係数復号部1009に与える。さらに、入力端子1004から有効な周波数帯域が $0 \leq k < FL$ の第1信号が入力され、周波数領域変換部
1005では入力端子1004から入力された時間領域信号に周波数変換を行
20 い第1スペクトル $S_1(k)$ を算出する。ここで周波数変換法としては、離散フーリエ変換(DFT)、離散コサイン変換(DCT)、変形離散コサイン変換(MDCT)などが適用できる。

次に内部状態設定部1006では、第1スペクトル $S_1(k)$ を使ってフィルタリング部1007で用いられるフィルタの内部状態を設定する。フィル
25 タリング部1007では、内部状態設定部1006で設定されたフィルタの内部状態と、分離部1003から与えられるピッチ係数 T_{max} およびフィルタ係数 β に基づきフィルタリングを行い、第2スペクトルの推定値D2

(k)を算出する。この場合、フィルタリング部1007では式(1)に記載のフィルタが用いられる。また、式(12)に記載のフィルタを用いる場合には、分離部1003から与えられるのはピッチ係数 T_{max} のみとなる。どちらのフィルタを利用するかは、ここでは図示されないスペクトル符号化部で用いたフィルタの種類に対応し、そのフィルタと同一のフィルタを用いる。

フィルタリング部1007から生成される復号スペクトル $D(k)$ の状態を図20に示す。図20にあるように、復号スペクトル $D(k)$ の周波数帯域 $0 \leq k < FL$ において第1スペクトル $S_1(k)$ 、周波数帯域 $FL \leq k < FH$ において第2スペクトルの推定値 $D_2(k)$ により構成される。

10 スペクトル概形調整サブバンド決定部1008は、分離部1003より与えられるピッチ係数 T_{max} を用いてスペクトル概形の調整を行うサブバンドを決定する。第 j 番目のサブバンドはピッチ係数 T_{max} を用いて次の式(20)のように表すことができる。

$$\begin{cases} BL(j) = FL + (j-1) \cdot T_{max} \\ BH(j) = FL + j \cdot T_{max} \end{cases} \quad (0 \leq j < J) \quad \cdots (20)$$

15 ここで、 $BL(j)$ は第 j サブバンドの最小周波数、 $BH(j)$ は第 j サブバンドの最大周波数を表す。また、サブバンド数 J は第 $J-1$ サブバンドの最大周波数 $BH(J-1)$ が FH を超える最小の整数として表される。このようにして決定されたスペクトル概形調整サブバンドの情報をスペクトル調整部1010に与える。

20 スペクトル概形調整係数復号部1009では分離部1003から与えられるスペクトル概形調整係数の情報を基にスペクトル概形調整係数を復号し、この復号されたスペクトル概形調整係数をスペクトル調整部1010に与える。ここで、スペクトル概形調整係数は、式(8)に示されるサブバンド毎の変動量を量子化し、その後に復号した値 $V_q(j)$ を表す。

25 スペクトル調整部1010では、フィルタリング部1007から得られる復号スペクトル $D(k)$ に、スペクトル概形調整サブバンド決定部1008よ

り与えられるサブバンドに対しスペクトル概形調整係数復号部 1 0 0 9 で復号されたサブバンド毎の変動量の復号値 $V_q(j)$ を次の式(21)に従い乗じることにより、復号スペクトル $D(k)$ の周波数帯域 $FL \leq k < FH$ のスペクトル形状を調整し、調整後の復号スペクトル $S_3(k)$ を生成する。

$$5 \quad S_3(k) = D(k) \cdot V_q(j) \quad (BL(j) \leq k \leq BH(j), \text{ for all } j) \quad \cdots (21)$$

この復号スペクトル $S_3(k)$ は時間領域変換部 1 0 1 1 に与えられ時間領域信号に変換し、出力端子 1 0 1 2 より出力する。時間領域変換部 1 0 1 1 にて時間領域信号に変換する際には、必要に応じて適切な窓掛けおよび重ね合わせ加算などの処理を行い、フレーム間に生じる不連続を回避する。

10

(実施の形態 1 0)

図 2 1 は、本発明の実施の形態 1 0 に係るスペクトル復号化装置 1 1 0 0 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、 $FL \leq k < FH$ の帯域を複数のサブバンドに予め分割しておき、それぞれのサブバンドの情報を用いて復号することができる点にある。これにより、置換元である $0 \leq k < FL$ の帯域のスペクトルに含まれるスペクトル傾きに起因するスペクトルエネルギーの不連続の問題が回避され、さらにサブバンド毎に独立に符号化された符号化コードを復号できるため、高品質な復号信号を生成することができる。図 2 1 において、図 1 9 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。

20

本実施の形態では、図 1 2 に示されるように帯域 $FL \leq k < FH$ を予め定めておいた J 個のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンドについて符号化されたピッチ係数 T_{max} 、フィルタ係数 β 、スペクトル概形調整係数 V_q を復号して音声信号を生成する。もしくは、それぞれのサブバンドについて符号化されたピッチ係数 T_{max} 、スペクトル概形調整係数 V_q を復号して音声信号を生成するものである。どちらの手法に従うかは、ここでは図示されないスペクトル符号化部で用いられたフィルタの種類に依存する。前者

25

の場合には式(1)、後者の場合には式(1 2)のフィルタを用いていることになる。

5 スペクトル調整部 1 1 0 8 から、帯域 $0 \leq k < F L$ には第 1 スペクトル $S_1(k)$ が格納され、帯域 $F L \leq k < F H$ については J 個のサブバンドに分割されたスペクトル概形調整後のスペクトルがサブバンド統合部 1 1 0 9 に与えられる。サブバンド統合部 1 1 0 9 では、これらスペクトルを結合して図 2 0 に示されるような復号スペクトル $D(k)$ を生成する。このようにして生成された復号スペクトル $D(k)$ を時間領域変換部 1 1 1 0 に与える。本実施の形態のフローチャートを図 2 2 に示す。

10

(実施の形態 1 1)

図 2 3 は、本発明の実施の形態 1 1 に係るスペクトル復号化装置 1 2 0 0 の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、第 1 スペクトル $S_1(k)$ と第 2 スペクトル $S_2(k)$ を、それぞれ L P C スペクトルを用いてスペクトル傾きを補正し、補正後のスペクトルを用いて第 2 スペクトルの推定値 $D_2(k)$ を求めて得られる符号を復号できる点にある。これにより、スペクトルエネルギーの不連続の問題が解消されたスペクトルを得ることができ、高品質な復号信号を生成できるという効果が得られる。図 2 3 において、図 2 1 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施の形態では前述の実施の形態 1 0 に対してスペクトル傾き補正の技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、前述した実施の形態 9 に対して本技術を適用することが可能である。

25 L P C 係数復号部 1 2 1 0 は、分離部 1 2 0 2 より与えられる L P C 係数の情報を基に L P C 係数を復号し、L P C スペクトル算出部 1 2 1 1 に L P C 係数を与える。L P C 係数復号部 1 2 1 0 の処理は、ここでは図示されない符号化部の L P C 分析部内で行われる L P C 係数の符号化処理に依存し、

そこでの符号化処理で得られた符号を復号する処理が実施される。LPCスペクトル算出部1211は、式(14)または式(15)に従いLPCスペクトルを算出する。どのような方法を用いるかは、ここでは図示されない符号化部のLPCスペクトル算出部で用いた方法と同じ方法を適用すれば良い。LPCスペクトル算出部1211で求められたLPCスペクトルはスペクトル傾き付与部1209に与えられる。

その一方で、入力端子1215からは、ここでは図示されないLPC復号部もしくはLPC算出部で求められたLPC係数が入力され、LPCスペクトル算出部1216に与えられる。LPCスペクトル1216では、式(14)または式(15)に従いLPCスペクトルを算出する。どちらを使用するかは、ここでは図示されない符号化部でどのような方法を用いたかに依存する。

スペクトル傾き付与部1209では、以下の式(22)に従いフィルタリング部1206より与えられる復号スペクトル $D(k)$ にスペクトル傾きを乗じ、その後にスペクトル傾きを付与された復号スペクトル $D(k)$ をスペクトル調整部1207に与える。式(22)において、 $e1(k)$ はLPCスペクトル算出部1216の出力、 $e2(k)$ はLPCスペクトル算出部1211の出力を表す。

$$D2_{new}(k) = \frac{D2(k)}{e1(k)} \cdot e2(k) \quad \cdots (22)$$

20 (実施の形態12)

図24は、本発明の実施の形態12に係るスペクトル復号化装置1300の構成を示すブロック図である。本実施の形態の特徴は、第1スペクトル $S1(k)$ の中から比較的スペクトルの形状が平坦な帯域を検出し、この平坦な帯域からピッチ係数 T の探索を行うことにより得られる符号を復号できる点にある。これにより、置換後のスペクトルのエネルギーが不連続になりにくくなり、スペクトルエネルギーの不連続の問題が回避される復号スペクトル

を得ることができ、高品質な復号信号を生成することができるという効果が得られる。図 24 において、図 21 と同じ名称を持つ構成要素は同一の機能を有するため、そのような構成要素についての詳細な説明は省略する。また、本実施の形態では前述の実施の形態 10 に対して本技術を適用する場合について説明するが、これに限定されることは無く、前述した実施の形態 9 および実施の形態 11 に対して本技術を適用することが可能である。

分離部 1302 から帯域 $0 \leq k < FL$ を N 個のサブバンドに分割した内のどのサブバンドが選択されたかを示すサブバンド選択情報 n と、第 n サブバンドに含まれる周波数の内、どの位置を置換元の始点として使用したかを示す情報がピッチ係数 T_{max} 生成部 1303 に与えられる。ピッチ係数 T_{max} 生成部 1303 では、これら 2 つの情報を基にフィルタリング部 1307 で用いられるピッチ係数 T_{max} を生成し、フィルタリング部 1307 にピッチ係数 T_{max} を与える。

15 (実施の形態 13)

図 25 は、本発明の実施の形態 13 に係る階層復号化装置 1400 の構成を示すブロック図である。本実施の形態では、前述した実施の形態 9 ~ 12 のいずれか一つを階層復号化法に適用することにより、前述した実施の形態 8 の階層符号化法により生成された符号化コードを復号することができるようになり、高品質な音声信号もしくはオーディオ信号を復号することが可能となる。

入力端子 1401 からここでは図示されない階層信号符号化法にて符号化されたコードが入力され、分離部 1402 にて前記コードを分離して第 1 レイヤ復号化部用の符号とスペクトル復号化部用の符号を生成する。第 1 レイヤ復号化部 1403 では、分離部 1402 で得られた符号を用いてサンプリングレート $2 \cdot FL$ の復号信号を復号し、当該復号信号をアップサンプリング部 1405 に与える。アップサンプリング部 1405 では、第 1 レイヤ復

号化部 1403 より与えられる第 1 レイヤ復号信号のサンプリング周波数を $2 \cdot FH$ に上げる。本構成によれば、第 1 レイヤ復号化部 1403 で生成される第 1 レイヤ復号信号を出力する必要がある場合には、出力端子 1404 より出力させることができる。第 1 レイヤ復号信号が不要ない場合には、出力端子 1404 を構成より削除することができる。

5 スペクトル復号化部 1001 に、分離部 1402 で分離された符号とアップサンプリング部 1405 で生成されたアップサンプリング後の第 1 レイヤ復号信号が与えられる。スペクトル復号化部 1001 では、前述した実施の形態 9 ~ 12 の内の 1 つの方法に基づきスペクトル復号化を行い、サンプリング周波数 $2 \cdot FH$ の復号信号を生成し、出力端子 1406 より出力する。

10 スペクトル復号化部 1001 では、アップサンプリング部 1405 より与えられるアップサンプリング後の第 1 レイヤ復号信号を第 1 信号とみなして処理を行うことになる。

15 スペクトル復号化部 1001 の構成が図 23 に示されるものであるとき、本実施の形態に係る階層復号化装置 1400a の構成は図 26 のようになる。図 25 と図 26 の違いは、スペクトル復号化部 1001 に分離部 1402 より直接入力される信号線が追加されている点にある。これは、分離部 1402 で復号された LPC 係数またはピッチ周期 P やピッチゲイン P_g がスペクトル復号化部 1001 に与えられることを表している。

20

(実施の形態 14)

次に、本発明の実施の形態 14 について、図面を参照して説明する。図 27 は、本発明の実施の形態 14 に係る音響信号符号化装置 1500 の構成を示すブロック図である。図 27 における音響信号符号化装置 1504 は、前述した実施の形態 8 に示した階層符号化装置 800 によって構成されている点に本実施の形態の特徴がある。

図 27 に示すように、本発明の実施の形態 14 に係る音響信号符号化装置

1500は、入力装置1502、AD変換装置1503及びネットワーク1505に接続されている音響符号化装置1504を具備している。

AD変換装置1503の入力端子は、入力装置1502の出力端子に接続されている。音響符号化装置1504の入力端子は、AD変換装置1503
5 の出力端子に接続されている。音響符号化装置1504の出力端子はネットワーク1505に接続されている。

入力装置1502は、人間の耳に聞こえる音波1501を電氣的信号であるアナログ信号に変換してAD変換装置1503に与える。AD変換装置1503はアナログ信号をディジタル信号に変換して音響符号化装置1504
10 に与える。音響符号化装置1504は入力されてくるディジタル信号を符号化してコードを生成し、ネットワーク1505に出力する。

本発明の実施の形態14によれば、前述した実施の形態8に示したような効果を享受でき、効率よく音響信号を符号化する音響符号化装置を提供することができる。

15

(実施の形態15)

次に、本発明の実施の形態15について、図面を参照して説明する。図28は、本発明の実施の形態15に係る音響信号復号化装置1600の構成を示すブロック図である。図28における音響復号化装置1603は、前述した実施の形態13に示した階層復号化装置1400によって構成されている
20 点に本実施の形態の特徴がある。

図28に示すように、本発明の実施の形態15に係る音響信号復号化装置1600は、ネットワーク1601に接続されている受信装置1602、音響復号化装置1603、及びDA変換装置1604及び出力装置1605を具
25 備している。

受信装置1602の入力端子は、ネットワーク1601に接続されている。音響復号化装置1603の入力端子は、受信装置1602の出力端子に接続

されている。DA変換装置1604の入力端子は、音声復号化装置1603の出力端子に接続されている。出力装置1605の入力端子は、DA変換装置1604の出力端子に接続されている。

5 受信装置1602は、ネットワーク1601からのデジタルの符号化音響信号を受けてデジタルの受信音響信号を生成して音響復号化装置1603に与える。音声復号化装置1603は、受信装置1602からの受信音響信号を受けてこの受信音響信号に復号化処理を行ってデジタルの復号化音響信号を生成してDA変換装置1604に与える。DA変換装置1604は、~~デジタル~~音響復号化装置1603からのデジタルの復号化音声信号を変換してアナログの復号化音声信号を生成して出力装置1605に与える。出力装置1605は、電氣的信号であるアナログの復号化音響信号を空気の振動に変換して音波1606として人間の耳に聴こえるように出力する。

本発明の実施の形態15によれば、前述した実施の形態13に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号15 することができるので、良好な音響信号を出力することができる。

(実施の形態16)

次に、本発明の実施の形態16について、図面を参照して説明する。図29は、本発明の実施の形態16に係る音響信号送信符号化装置1700の構成を示すブロック図である。本発明の実施の形態16において、図29における音響符号化装置1704は、前述した実施の形態8に示した階層符号化装置800によって構成されている点に本実施の形態の特徴がある。

図29に示すように、本発明の実施の形態16に係る音響信号送信符号化装置1700は、入力装置1702、AD変換装置1703、音響符号化装置1704、RF変調装置1705及びアンテナ1706を具備している。

25 入力装置1702は人間の耳に聞こえる音波1701を電氣的信号であるアナログ信号に変換してAD変換装置1703に与える。AD変換装置17

03はアナログ信号をデジタル信号に変換して音響符号化装置1704に与える。音響符号化装置1704は入力されてくるデジタル信号を符号化して符号化音響信号を生成し、RF変調装置1705に与える。RF変調装置1705は、符号化音響信号を変調して変調符号化音響信号を生成し、アンテナ1706に与える。アンテナ1706は、変調符号化音響信号を電波1707として送信する。

本発明の実施の形態16によれば、前述した実施の形態8に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく音響信号を符号化することができる。

10 なお、本発明は、オーディオ信号を用いる送信装置、送信符号化装置又は音響信号符号化装置に適用することができる。また、本発明は、移動局装置又は基地局装置にも適用することができる。

(実施の形態17)

15 次に、本発明の実施の形態17について、図面を参照して説明する。図30は、本発明の実施の形態17に係る音響信号受信復号化装置1800の構成を示すブロック図である。本発明の実施の形態17において、図30における音響復号化装置1804は、前述した実施の形態13に示した階層復号化装置1400によって構成されている点に本実施の形態の特徴がある。

20 図30に示すように、本発明の実施の形態17に係る音響信号受信復号化装置1800は、アンテナ1802、RF復調装置1803、音響復号化装置1804、DA変換装置1805及び出力装置1806を具備している。

アンテナ1802は、電波1801としてのデジタルの符号化音響信号を受けて電気信号のデジタルの受信符号化音響信号を生成してRF復調装置1803に与える。RF復調装置1803は、アンテナ1802からの受信符号化音響信号を復調して復調符号化音響信号を生成して音響復号化装置1804に与える。

音響復号化装置 1804 は、RF 復調装置 1803 からのデジタルの復調符号化音響信号を受けて復号化処理を行ってデジタルの復号化音響信号を生成して DA 変換装置 1805 に与える。DA 変換装置 1805 は、音響復号化装置 1804 からのデジタルの復号化音声信号を変換してアナログの復号化音声信号を生成して出力装置 1806 に与える。出力装置 1806 は、電気的信号であるアナログの復号化音声信号を空気の振動に変換して音波 1807 として人間の耳に聴こえるように出力する。

本発明の実施の形態 17 によれば、前述した実施の形態 13 に示したような効果を享受でき、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号
10 することができるので、良好な音響信号を出力することができる。

以上説明したように、本発明によれば、第 1 スペクトルを内部状態に持つフィルタを使って第 2 スペクトルの高域部の推定を行い、第 2 スペクトルの推定値との類似度が最も大きくなる時のフィルタ係数を符号化し、かつ第 2 スペクトルの推定値を適切なサブバンドにてスペクトル概形の調整を実施
15 することにより、低ビットレートで高品質にスペクトルを符号化することができる。さらに本発明を階層符号化に適用することにより、音声信号やオーディオ信号を低ビットレートで高品質に符号化することができる。

なお、本発明は、オーディオ信号を用いる受信装置、受信復号化装置又は音声信号復号化装置に適用することができる。また、本発明は、移動局装置
20 又は基地局装置にも適用することができる。

また、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路である LSI として実現される。これらは個別に 1 チップ化されていても良いし、一部または全てを含むように 1 チップ化されていても良い。

また、ここでは LSI としたが、集積度の違いによって、IC、システム LSI、スーパー LSI、ウルトラ LSI 等と呼称されることもある。
25

また、集積回路化の手法は LSI に限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。LSI 製造後に、プログラム化することが

可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続もしくは設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用して良い。

- さらに、半導体技術の進歩または派生する別技術により、LSIに置き換
- 5 わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてあり得る。

- 本発明のスペクトル符号化法の第1の態様は、第1の信号を周波数変換し第1のスペクトルを算出する手段と、第2の信号を周波数変換し第2のスペクトルを算出する手段と、 $FL \leq k < FH$ の帯域の第2のスペクトルの形状
- 10 を、 $0 \leq k < FL$ の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つフィルタで推定し、このときのフィルタの特性を表す係数を符号化するスペクトル符号化方法において、フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルの概形を併せて符号化する構成よりなる。

- この構成によれば、第1のスペクトル $S_1(k)$ を基に第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分をフィルタによって推定することにより、フィルタの特性を表す係数のみを符号化すれば良く、低ビットレートで精度良く第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分を推定することが可能となる。さらに、フィルタの特性を表す係数に基づいてスペクトル概形を符号化するためにスペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

- 20 さらに本発明のスペクトル符号化法の第2の態様は、第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を符号化する構成よりなる。

- この構成によれば、第1のスペクトル $S_1(k)$ を基に第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分をフィルタによって推定することにより、フィルタの特性
- 25 を表す係数のみを符号化すれば良く、低ビットレートで精度良く第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分を推定することが可能となる。さらに、複数のサブバンドを予め決めておきそれぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す

係数とスペクトルの概形を符号化する構成になっているために、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

さらに本発明のスペクトル符号化法の第3の態様は、前記構成において、フィルタが

$$5 \quad P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}} \quad \dots (23)$$

と表され、当該フィルタのゼロ入力応答を用いて推定を行う構成よりなる。

この構成によれば、 $S_2(k)$ の推定値で生じる調波構造の崩れを回避することができ、品質が改善されるという効果が得られる。

さらに本発明のスペクトル符号化法の第4の態様は、前記構成において、

10 $M=0$ 、 $\beta_0=1$ とした構成よりなる。

この構成によれば、フィルタの特性はピッチ係数 T のみで決定されることになるため、低ビットレートでスペクトルの推定を行うことができるという効果が得られる。

さらに本発明のスペクトル符号化法の第5の態様は、前記構成において、

15 ピッチ係数 T によって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を決定する構成よりなる。

この構成によれば、サブバンドの帯域幅が適切に定まるためスペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

さらに本発明のスペクトル符号化法の第6の態様は、前記構成において、

20 第1の信号は下位レイヤで符号化された後に復号化されて得られた信号またはこの信号をアップサンプリングした信号であり、第2の信号は入力信号である構成よりなる。

この構成によれば、複数レイヤの符号化部より構成される階層符号化に本発明を適用することができ、低ビットレートで高品質に入力信号を符号化で

25 きるという効果が得られる。

本発明のスペクトル復号化法の第1の態様は、フィルタの特性を表す係数

を復号し、第1の信号を周波数変換して第1のスペクトルを求め、 $0 \leq k < FL$ の帯域の第1のスペクトルを内部状態として持つ当該フィルタを用いて、 $FL \leq k < FH$ の帯域の第2のスペクトルの推定値を生成するスペクトル復号化方法において、フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2の

5 スペクトルのスペクトル概形を併せて復号する構成よりなる。

この構成によれば、第1のスペクトル $S_1(k)$ を基に第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分をフィルタによって推定して得られた符号化コードを復号することができるため、精度の良い第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分の推定値を復号できるという効果が得られる。さらに、フィルタの特性を表す

10 係数に基づいて符号化したスペクトル概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり高品質な復号信号を生成することが可能となる。

さらに本発明のスペクトル復号化法の第2の態様は、第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、それぞれのサブバンド毎にフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を復号する構成よりなる。

15

この構成によれば、第1のスペクトル $S_1(k)$ を基に第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分をフィルタによって推定して得られた符号化コードを復号することができるため、精度の良い第2のスペクトル $S_2(k)$ の高域成分の推定値を復号できるという効果が得られる。さらに、複数のサブバンドを予め決めておきそれぞれのサブバンド毎に符号化されたフィルタの特性を表す係数とスペクトルの概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり高品質な復号信号を生成することが可能となる。

20

さらに本発明のスペクトル復号化法の第3の態様は、前記構成において、

25 フィルタが

$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}} \quad \cdots (23)$$

と表され、当該フィルタのゼロ入力応答を用いて推定値を生成する構成よりなる。

この構成によれば、 $S_2(k)$ の推定値で生じる調波構造の崩れを回避する方法にて得られた符号化コードを復号することができるため、品質が改善されたスペクトルの推定値を復号できるという効果が得られる。

さらに本発明のスペクトル復号化法の第4の態様は、前記構成において、 $M=0$ 、 $\beta_0=1$ とした構成よりなる。

この構成によれば、ピッチ係数 T のみで特性が規定されるフィルタに基づきスペクトルの推定を行い得られた符号化コードを復号することができるため、低ビットレートでスペクトルの推定値を復号できるという効果が得られる。

さらに本発明のスペクトル復号化法の第5の態様は、ピッチ係数 T によって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を復号する構成よりなる。

この構成によれば、適切な帯域幅のサブバンド毎に算出されたスペクトル概形を復号することができるため、スペクトルのエネルギーの不連続が発生しなくなり品質を改善することが可能となる。

さらに本発明のスペクトル復号化法の第6の態様は、前記構成において、第1の信号は下位レイヤで復号化された信号またはこの信号をアップサンプリングした信号から生成する構成よりなる。

この構成によれば、複数レイヤの符号化部より構成される階層符号化により得られた符号化コードを復号することができるようになるため、低ビットレートで高品質な復号信号を得ることができるという効果が得られる。

本発明の音響信号送信装置は、楽音や音声などの音響信号を電氣的信号に変換する音響入力装置と、音響入力手段から出力される信号をデジタル信号に変換するA/D変換装置と、このA/D変換装置から出力されるデジタル信号の符号化を行う請求項1～6に記載の内の1つのスペクトル符号化方式を含む方法にて符号化を行う符号化装置と、この音響符号化装置から出

力される符号化コードに対して変調処理等を行うRF変調装置と、このRF変調装置から出力された信号を電波に変換して送信する送信アンテナを具備する構成を採る。

- この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化する符号化装置を提供することができる。

- 本発明の音響信号復号化装置は、受信電波を受信する受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した信号の復調処理を行うRF復調装置と、前記RF復調装置によって得られた情報の復号化処理を請求項7～12に記載の内の1つのスペクトル復号化方法を含む方法にて復号化を行う復号化装置と、前記音響復号化装置によって復号化されたデジタル音響信号をD/A変換するD/A変換装置と、前記D/A変換装置から出力される電氣的信号を音響信号に変換する音響出力装置を具備する構成を採る。

この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができるので、良好な階層信号を出力することができる。

- 本発明の通信端末装置は、上記の音響信号送信装置あるいは上記の音響信号受信装置の少なくとも一方を具備する構成を採る。本発明の基地局装置は、上記の音響信号送信装置あるいは上記の音響信号受信装置の少なくとも一方を具備する構成を採る。

- この構成によれば、少ないビット数で効率よく音響信号を符号化する通信端末装置や基地局装置を提供することができる。また、この構成によれば、少ないビット数で効率よく符号化された音響信号を復号することができる通信端末装置や基地局装置を提供することができる。

本明細書は、2003年10月23日出願の特願2003-363080に基づく。この内容はすべてここに含めておく。

25

産業上の利用可能性

本発明は、低ビットレートで高品質にスペクトルを符号化することができ、

送信装置又は受信装置等に有用である。さらに本発明を階層符号化に適用することにより、音声信号やオーディオ信号を低ビットレートで高品質に符号化することができ、移動体通信システムにおける移動局装置又は基地局装置等に有用である。

請求の範囲

1. 少なくとも周波数帯域が低域と高域とに分けられたスペクトルを取得する取得手段と、
- 5 前記高域のスペクトルの形状を前記低域のスペクトルを内部状態として有するフィルタで推定する推定手段と、
前記フィルタの特性を表す係数を符号化する第1の符号化手段と、
前記係数に基づいて決定されるスペクトルの概形を符号化する第2の符号化手段と、
- 10 を具備するスペクトル符号化装置。
2. 前記高域のスペクトルを複数のサブバンドに分割する分割手段をさらに具備し、
前記第1の符号化手段は、
- 15 前記係数を前記サブバンド毎に符号化する、
請求項1記載のスペクトル符号化装置。
3. フィルタ特性を表す係数を符号化情報から復号する第1の復号化手段と、
- 20 少なくとも周波数帯域が低域と高域とに分けられたスペクトルのうちの低域のスペクトルを取得する取得手段と、
前記低域のスペクトルを内部状態として有するフィルタを用いて、前記高域のスペクトルの推定スペクトルを生成する生成手段と、
復号された前記係数に基づいて決定されるスペクトルの概形を復号する第
- 25 2の復号化手段と、
を具備するスペクトル復号化装置。

4. 前記第1の復号化手段は、
前記係数を前記高域のスペクトルの複数のサブバンド毎に復号する、
請求項3記載のスペクトル復号化装置。
5. 周波数 k が $0 \leq k < F_L$ の帯域の信号を周波数変換し第1のスペクトルを算出し、
周波数 k が $0 \leq k < F_H$ の帯域の信号を周波数変換し第2のスペクトルを算出し、
前記第2のスペクトルの $F_L \leq k < F_H$ の帯域の形状を、前記第1のスペクトルを内部状態として有するフィルタで推定し、
前記フィルタの特性を表す係数を符号化し、
前記フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第2のスペクトルの概形を併せて符号化する、
スペクトル符号化方法。
- 15 6. 前記第2のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、前記サブバンド毎に前記フィルタの特性を表す係数を符号化する、
請求項5記載のスペクトル符号化方法。
- 20 7. フィルタが、以下の式で表され、前記フィルタのゼロ入力応答を用いて推定を行う、
請求項5記載のスペクトル符号化方法。
- $$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$
- ただし、 M は任意の整数、 T はピッチ係数、 β_i はフィルタ係数をあらわす。
- 25 8. 前記フィルタにおいて、 $M=0$ 、 $\beta_0=1$ である請求項7記載のスペク

トル符号化方法。

9. ピッチ係数 T によって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を決定する請求項 5 記載のスペクトル符号化方法。

5

10. 前記第 1 の信号は、下位レイヤで符号化された後に復号されて得られた信号またはこの信号をアップサンプリングした信号であり、
前記第 2 の信号は、入力信号である、
請求項 5 記載のスペクトル符号化方法。

10

11. フィルタの特性を表す係数を復号し、
第 1 の信号を周波数変換して第 1 のスペクトルを求め、周波数 k が $0 \leq k < FL$ の帯域の第 1 のスペクトルを内部状態として有するフィルタを用いて周波数 k が $FL \leq k < FH$ の帯域の第 2 のスペクトルの推定値を生成し、

15 前記フィルタの特性を表す係数に基づいて決定される第 2 のスペクトルのスペクトル概形を併せて復号する、
スペクトル復号化方法。

12. 前記第 2 のスペクトルを複数のサブバンドに分割し、前記サブバン
20 ド毎に前記フィルタの特性を表す係数を復号する、
請求項 11 記載のスペクトル復号化方法。

13. フィルタが、以下の式で表され、前記フィルタのゼロ入力応答を用いて推定値を生成する請求項 11 記載のスペクトル復号化方法。

25
$$P(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=-M}^M \beta_i z^{-T+i}}$$

ただし、 M は任意の整数、 T はピッチ係数、 β_i はフィルタ係数をあらわす。

14. 上記フィルタで $M=0$ 、 $\beta_0=1$ である請求項13記載のスペクトル復号化方法。
- 5 15. ピッチ係数 T によって定まるサブバンド毎にスペクトルの概形を復号する請求項11記載のスペクトル復号化方法。
16. 前記第1の信号は下位レイヤで復号された信号またはこの信号をアップサンプリングした信号から生成する請求項11記載のスペクトル復号化
- 10 方法。
17. 音響信号を電氣的信号に変換する音響入力手段と、
前記音響入力手段から出力された信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、
- 15 前記A/D変換手段から出力されたデジタル信号を、請求項5記載のスペクトル符号化方法にて符号化を行う符号化装置と、
前記符号化装置から出力された符号化コードを無線周波数の信号に変調するRF変調手段と、
前記RF変調手段から出力された信号を電波に変換して送信する送信アン
- 20 テナと、
を具備する音響信号送信装置。
18. 電波を受信する受信アンテナと、
前記受信アンテナに受信された信号を復調するRF復調手段と、
- 25 前記RF復調手段にて得られた情報から請求項11記載のスペクトル復号化方法にて復号化を行う復号化装置と、
前記復号化装置から出力された信号をアナログ信号に変換するD/A変換

手段と、

前記D／A変換手段から出力された電氣的信号を音響信号に変換する音響出力手段と、

を具備する音響信号受信装置。

5

19. 請求項17記載の音響信号送信装置を具備する通信端末装置。

20. 請求項18記載の音響信号受信装置を具備する通信端末装置。

10 21. 請求項17記載の音響信号送信装置を具備する基地局装置。

22. 請求項18記載の音響信号受信装置を具備する基地局装置。

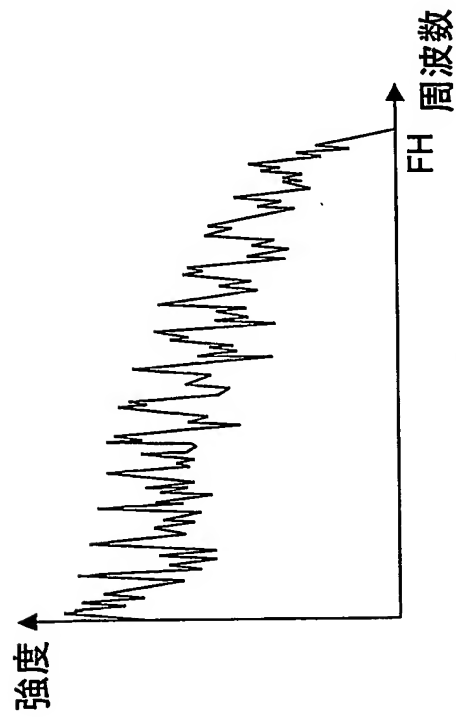


図1A

PRIOR ART

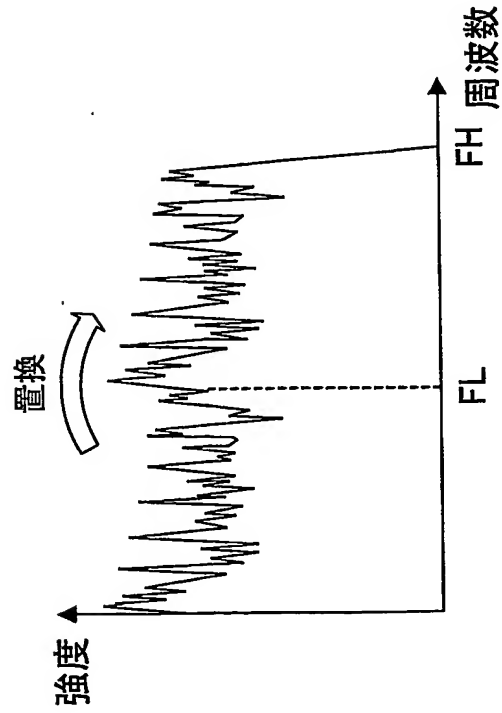


図1C

PRIOR ART

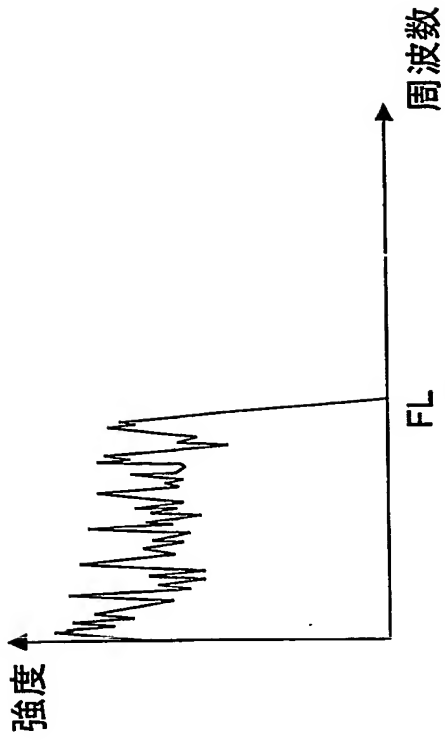


図1B

PRIOR ART

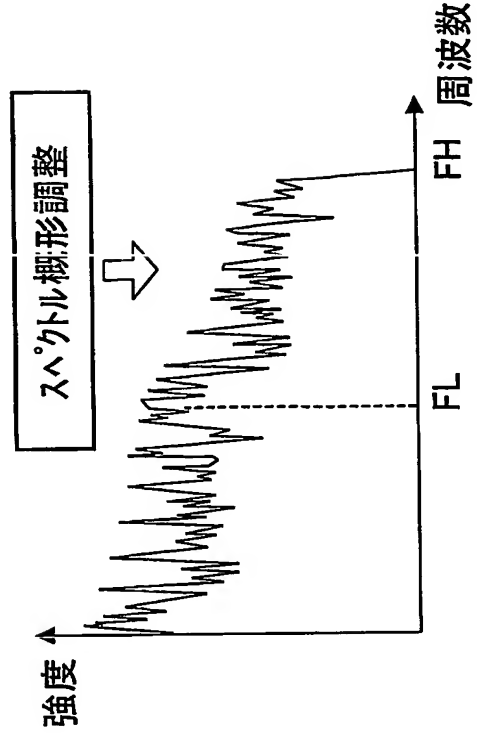


図1D

PRIOR ART

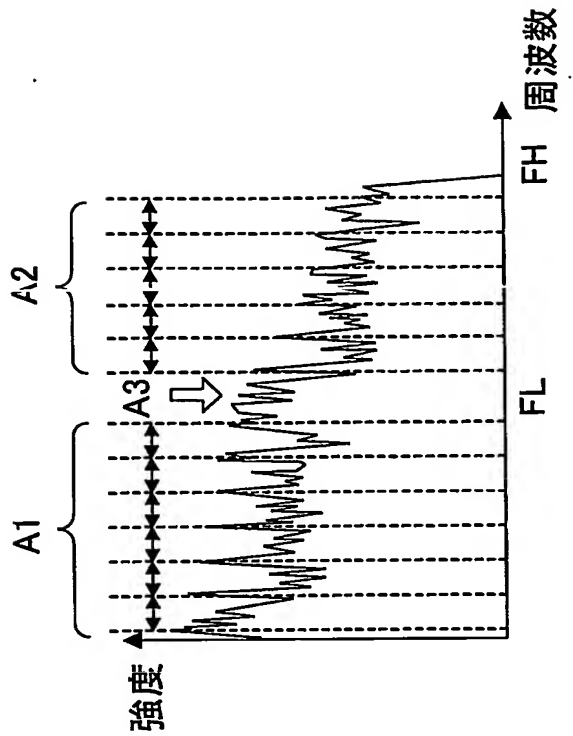


図2B

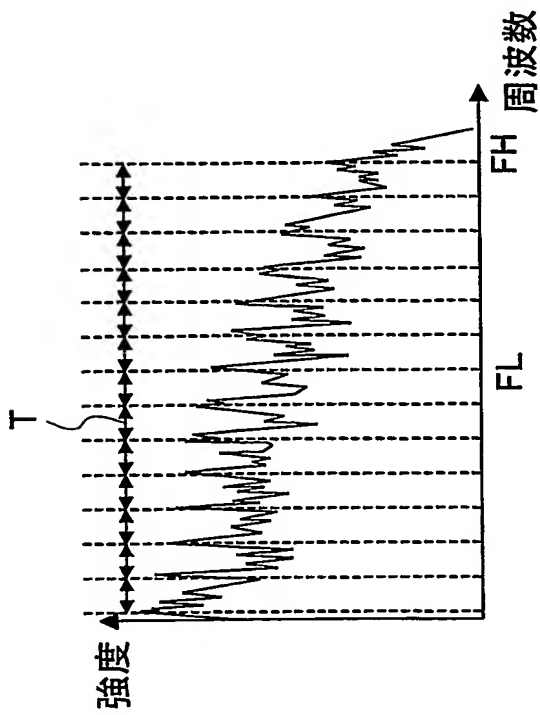


図2A

3/30

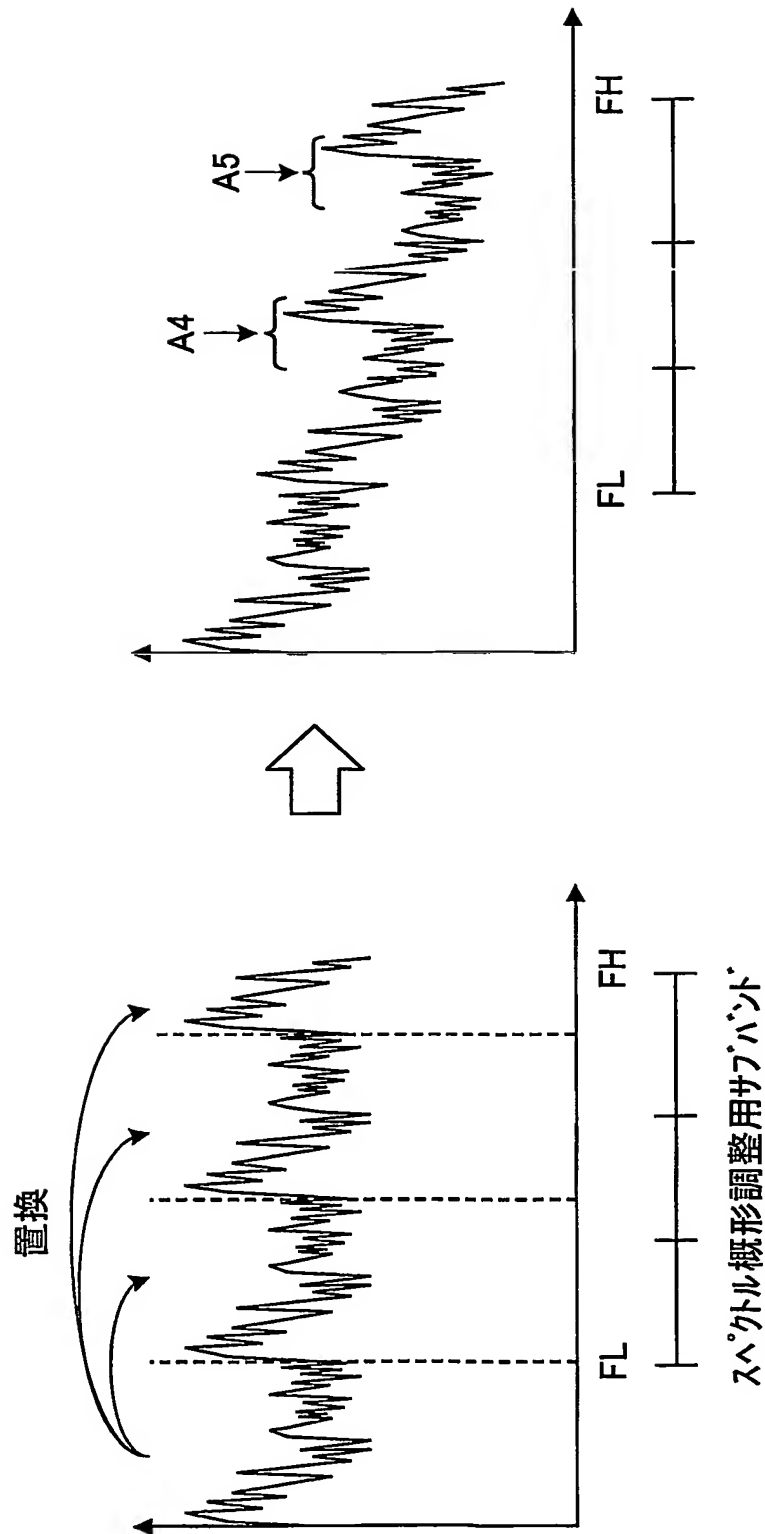


図3A

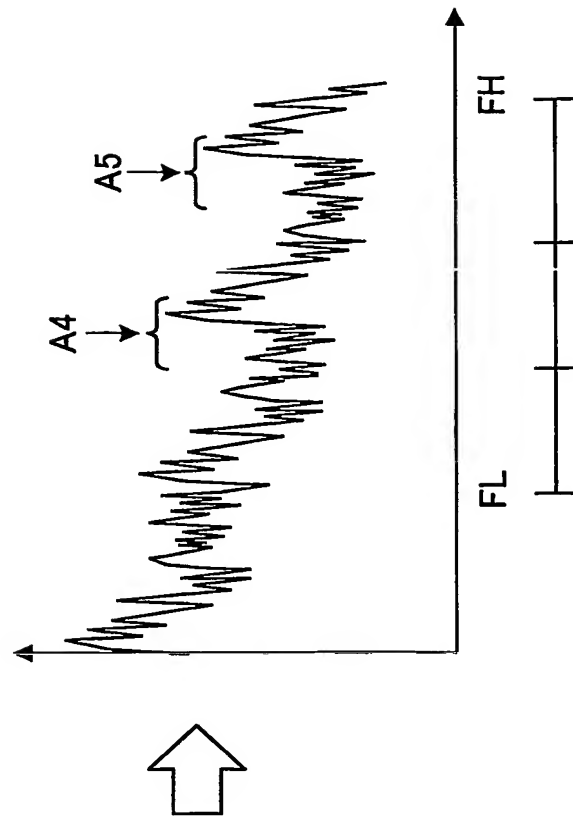


図3B

100 スペクトル符号化装置

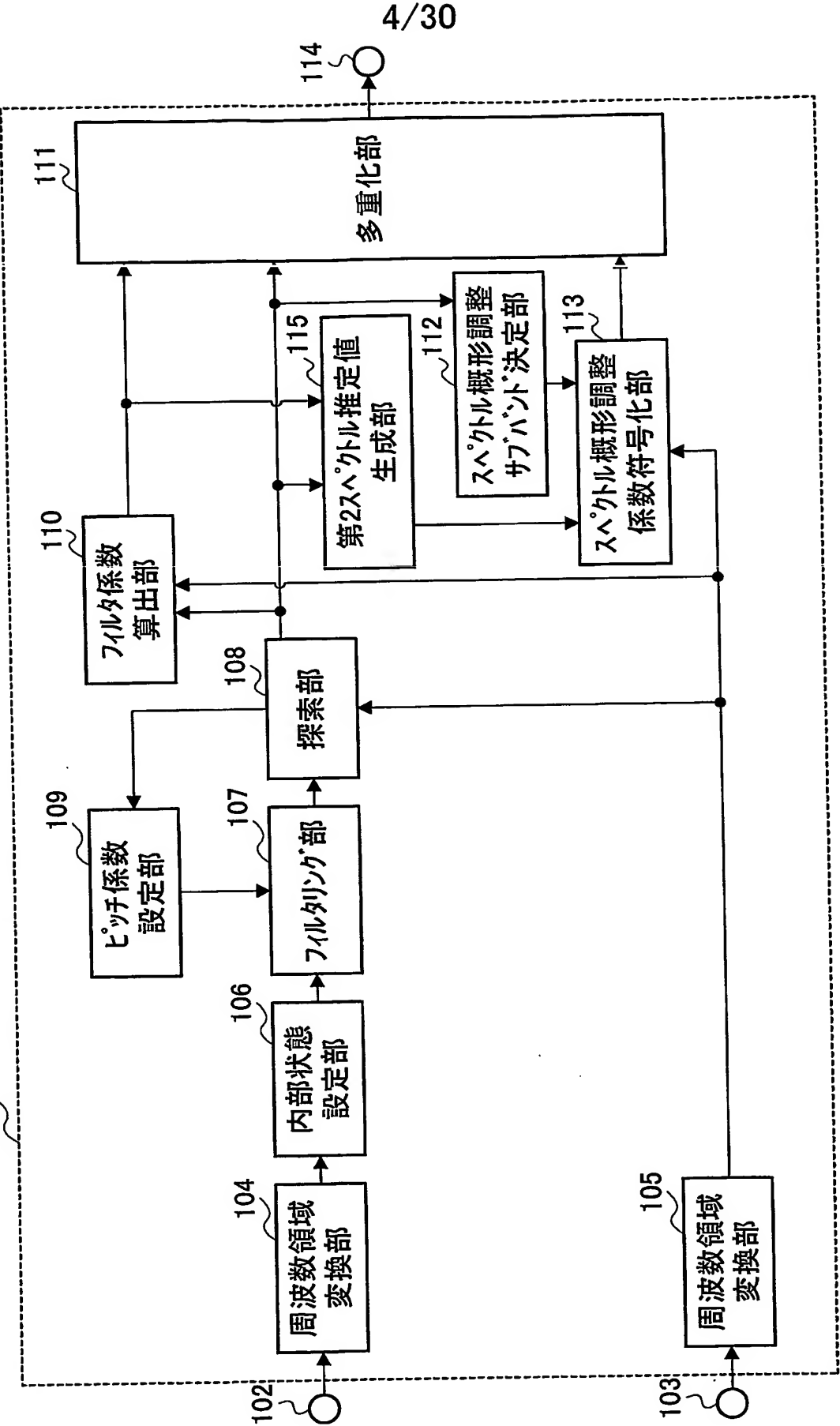


図4

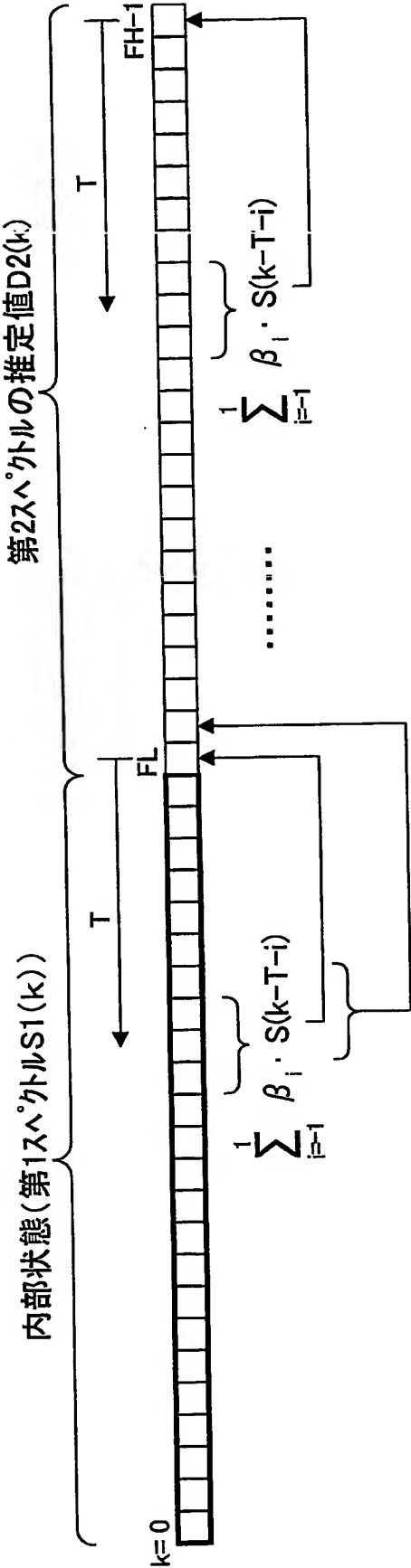


図5

6/30

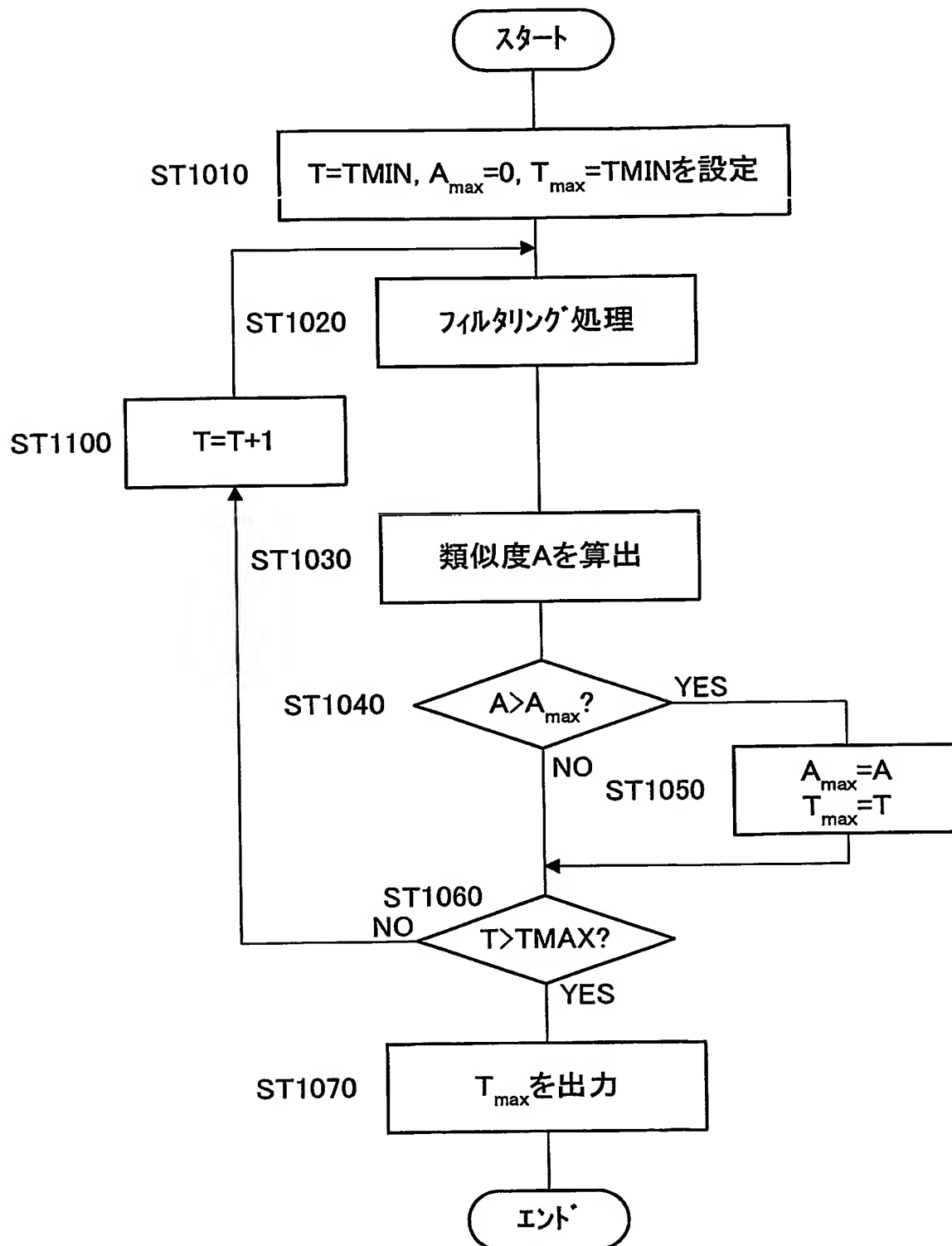
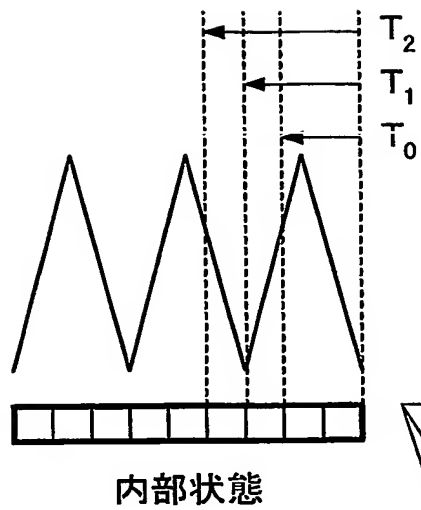


図6

7/30



内部状態

図7A

第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ T_0 T_1 T_2

図7B

図7C

図7D

第2スペクトル $S2(k)$

図7E

8/30

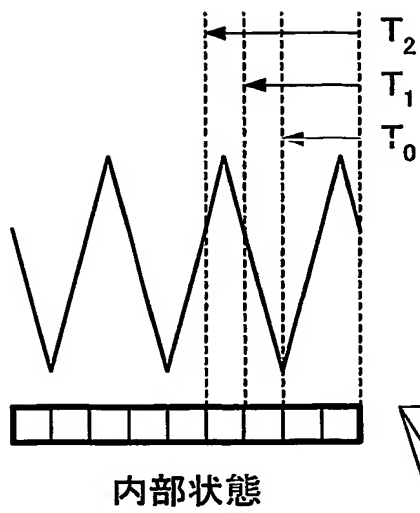


図8A

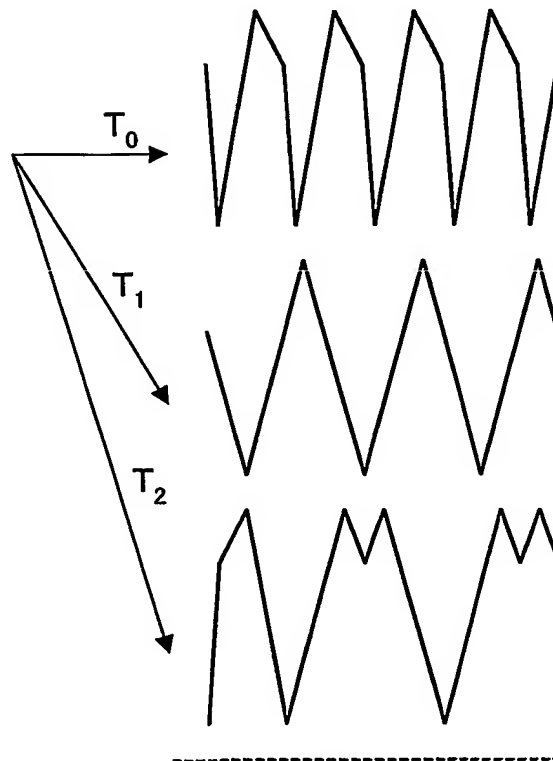
第2スペクトルの推定値 $D2(k)$ 

図8B

図8C

図8D

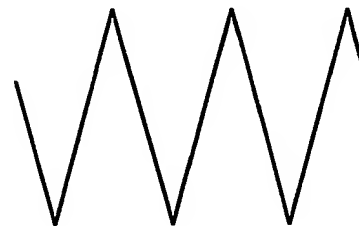
第2スペクトル $S2(k)$ 

図8E

9/30

200 スペクトル符号化装置

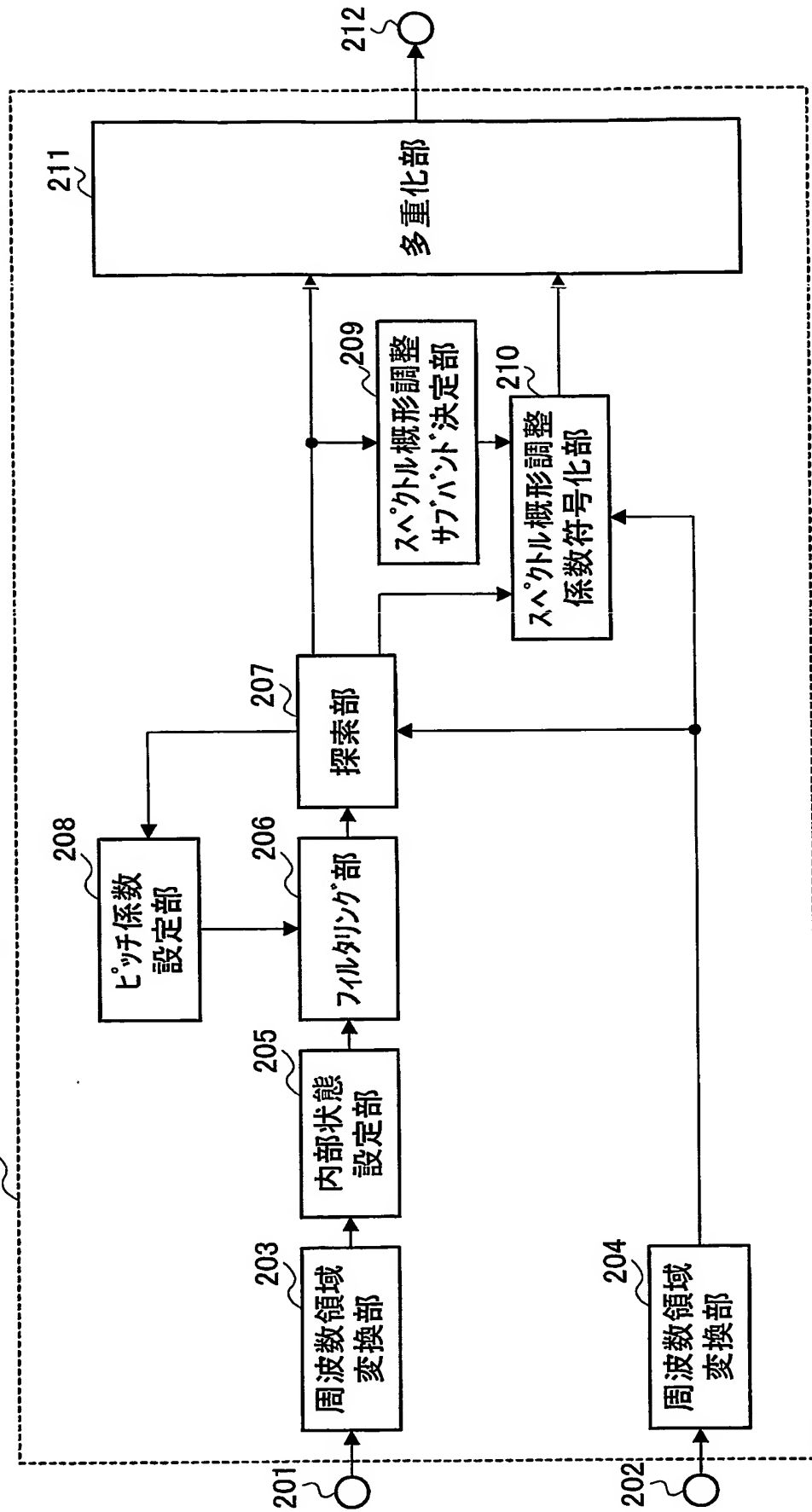


図9

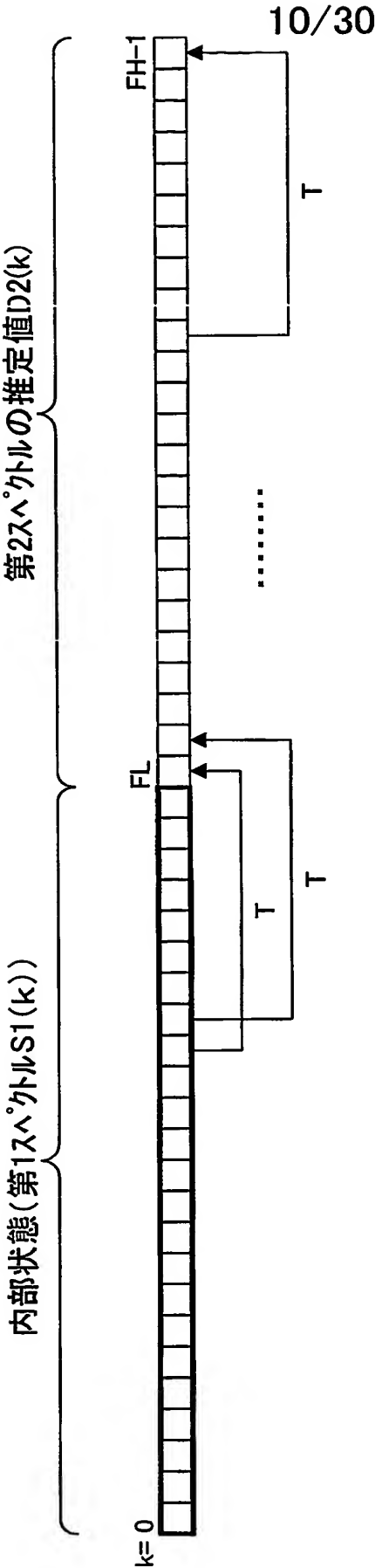


図10

11/30

300 スペクトル符号化装置

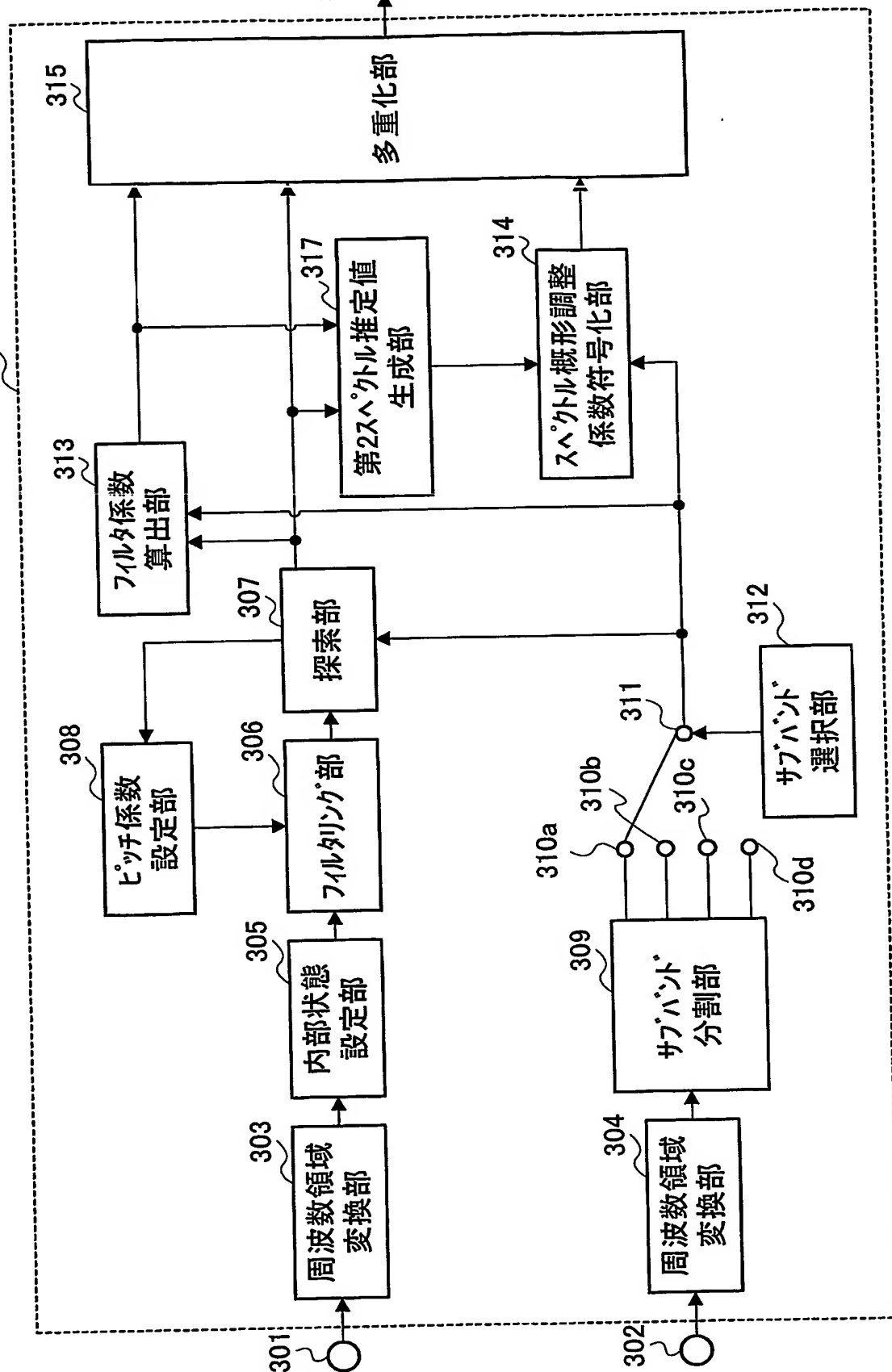


図11

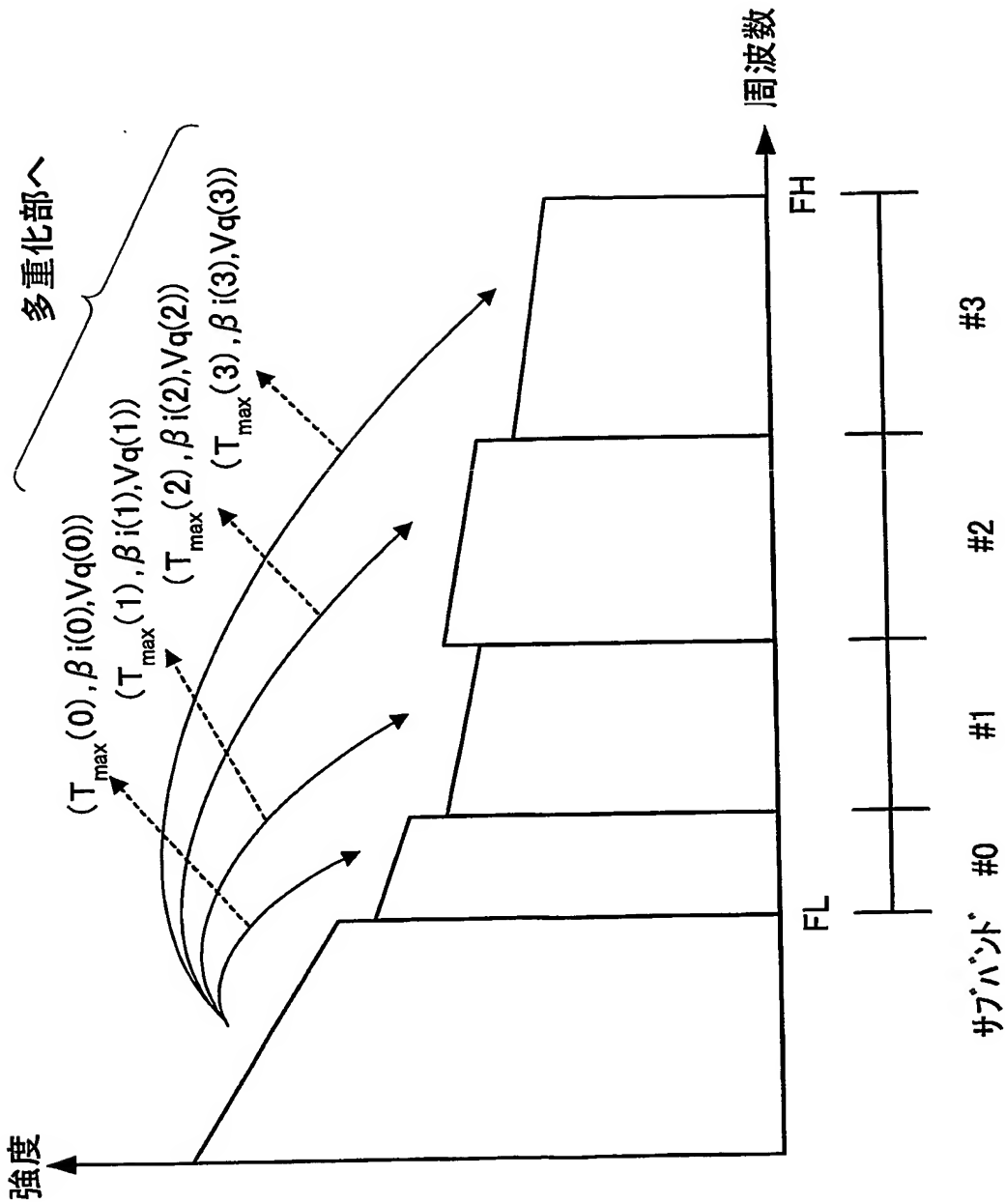


図12

400 スペクトル符号化装置

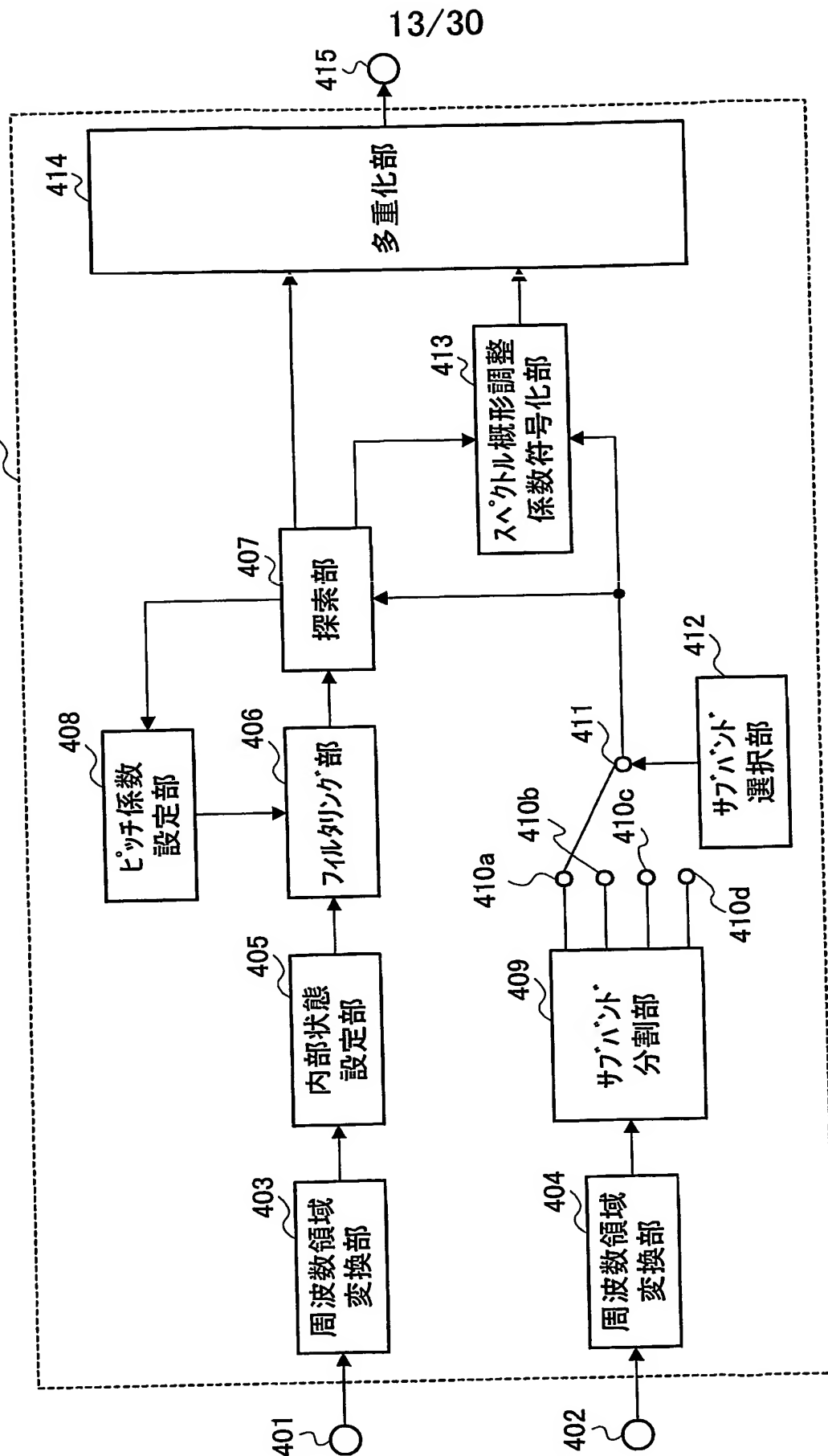


図13

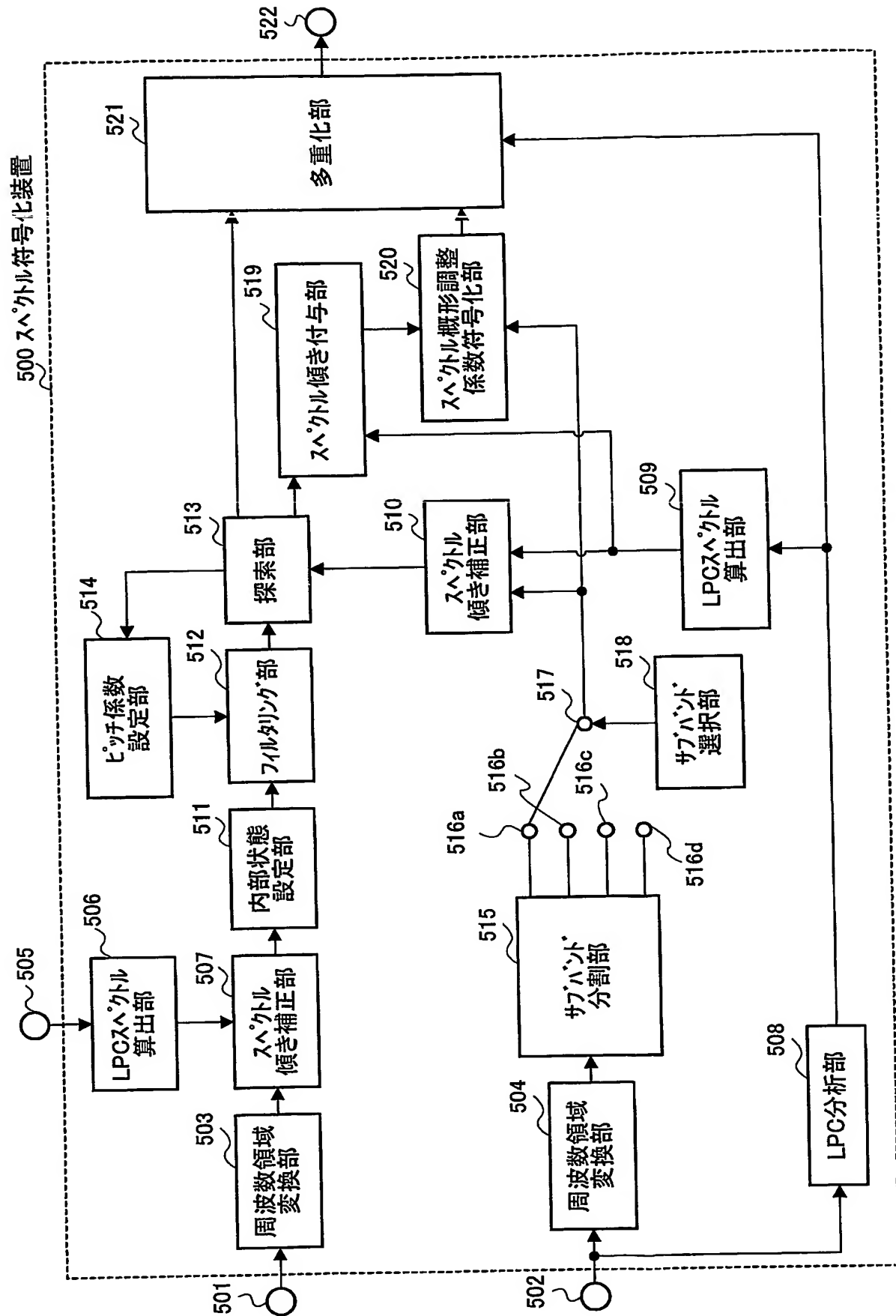


図14

15/30

600 スペクトル符号化装置

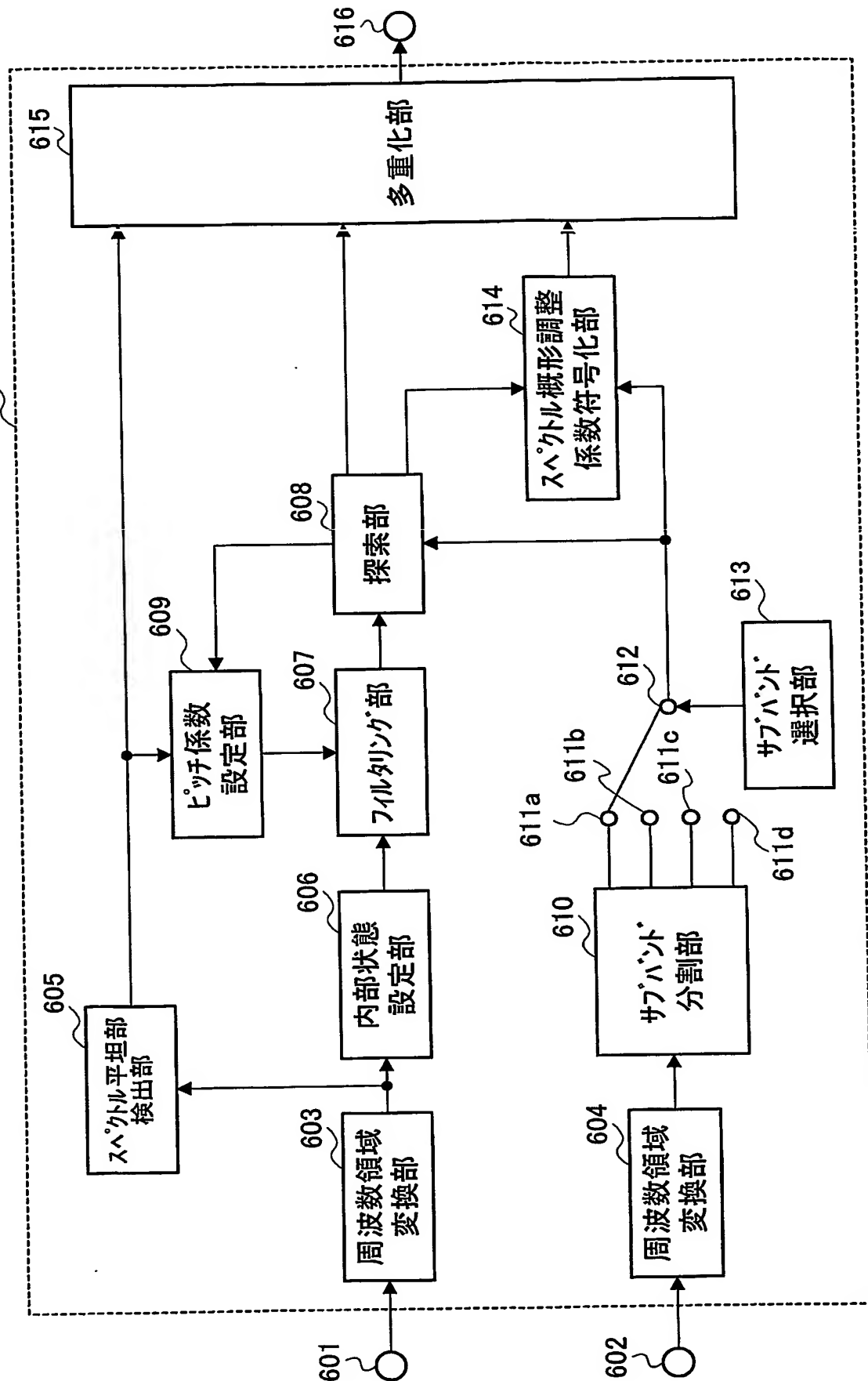


図15

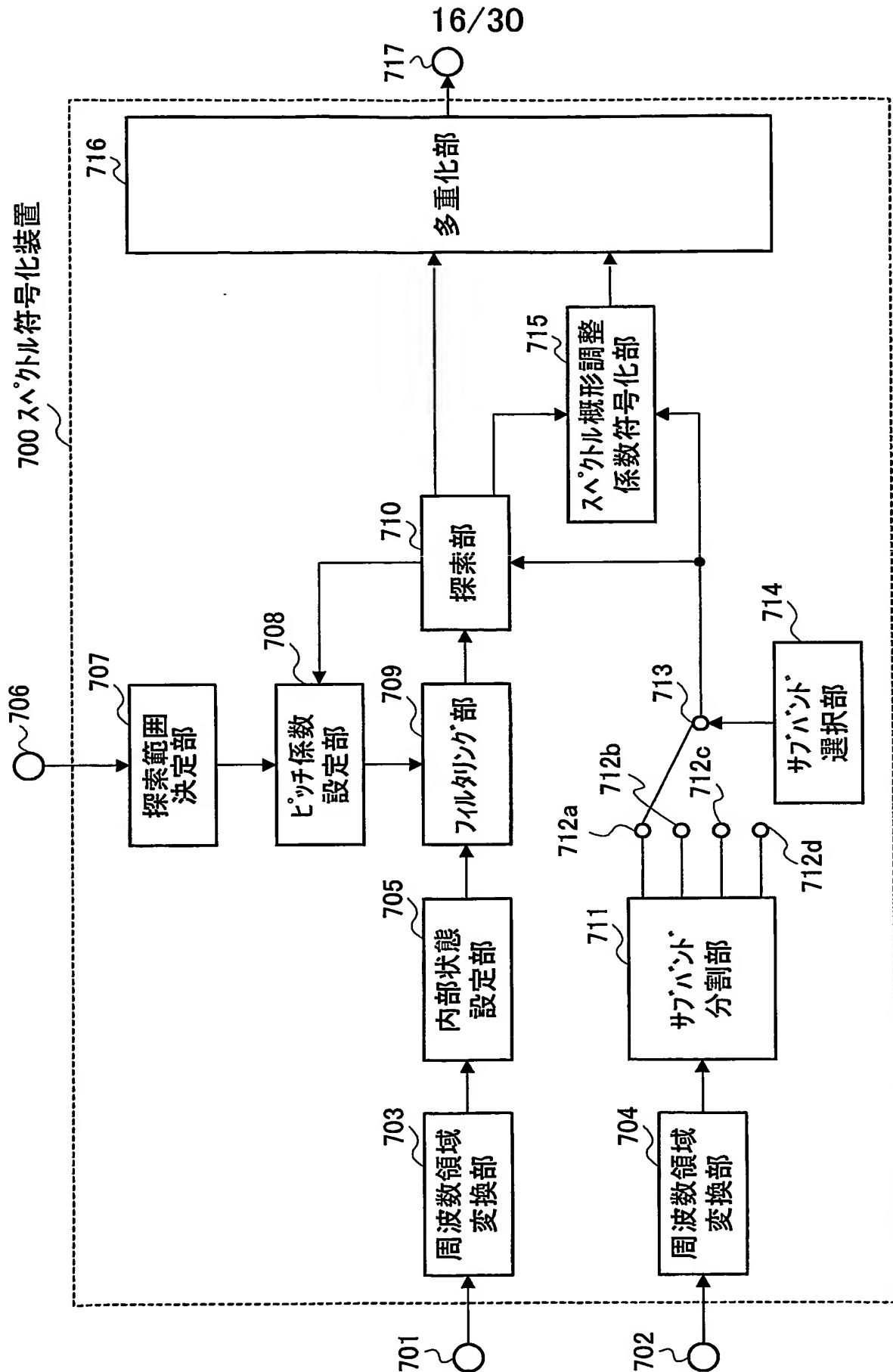


図16

17/30

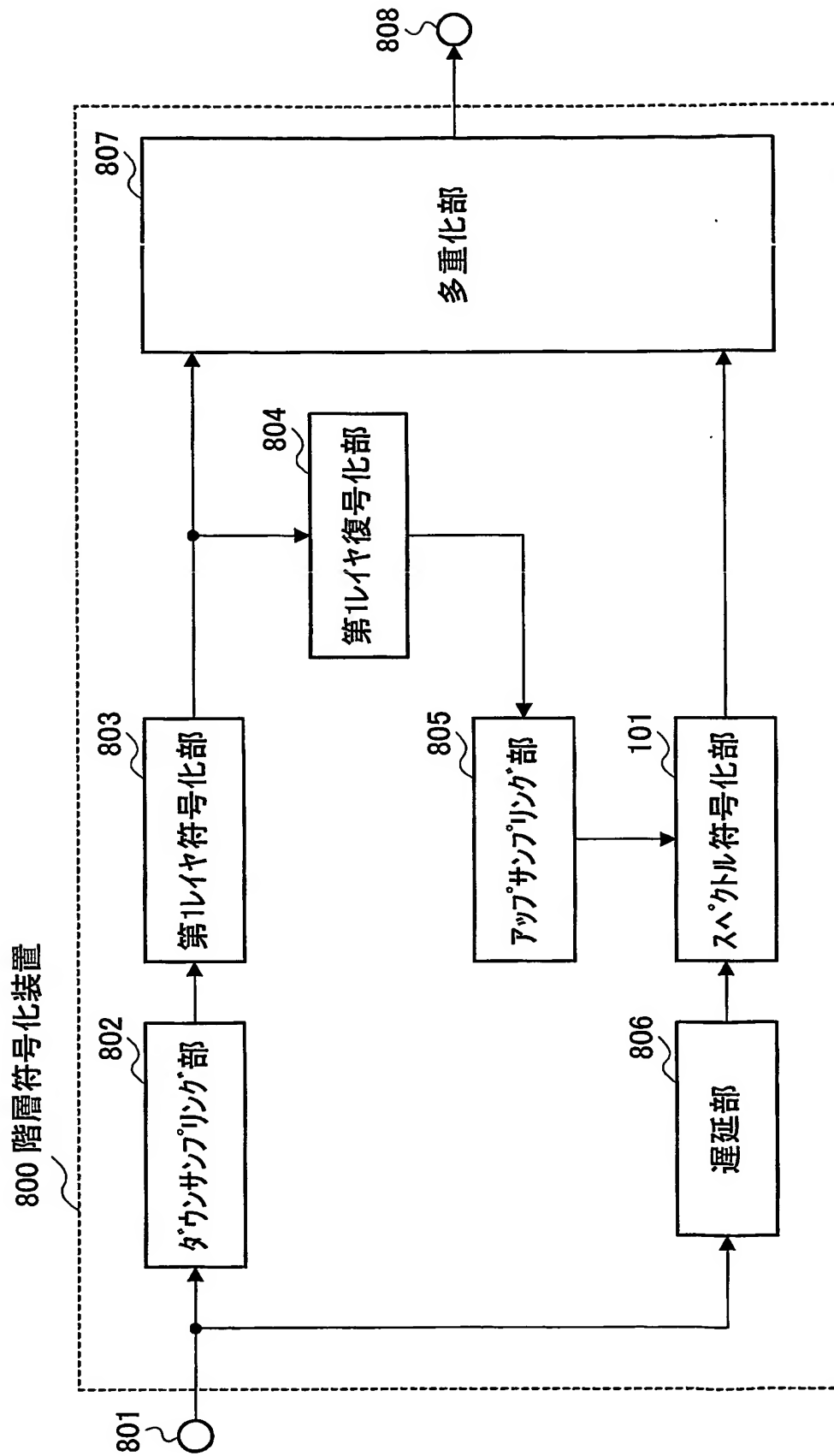


図17

18/30

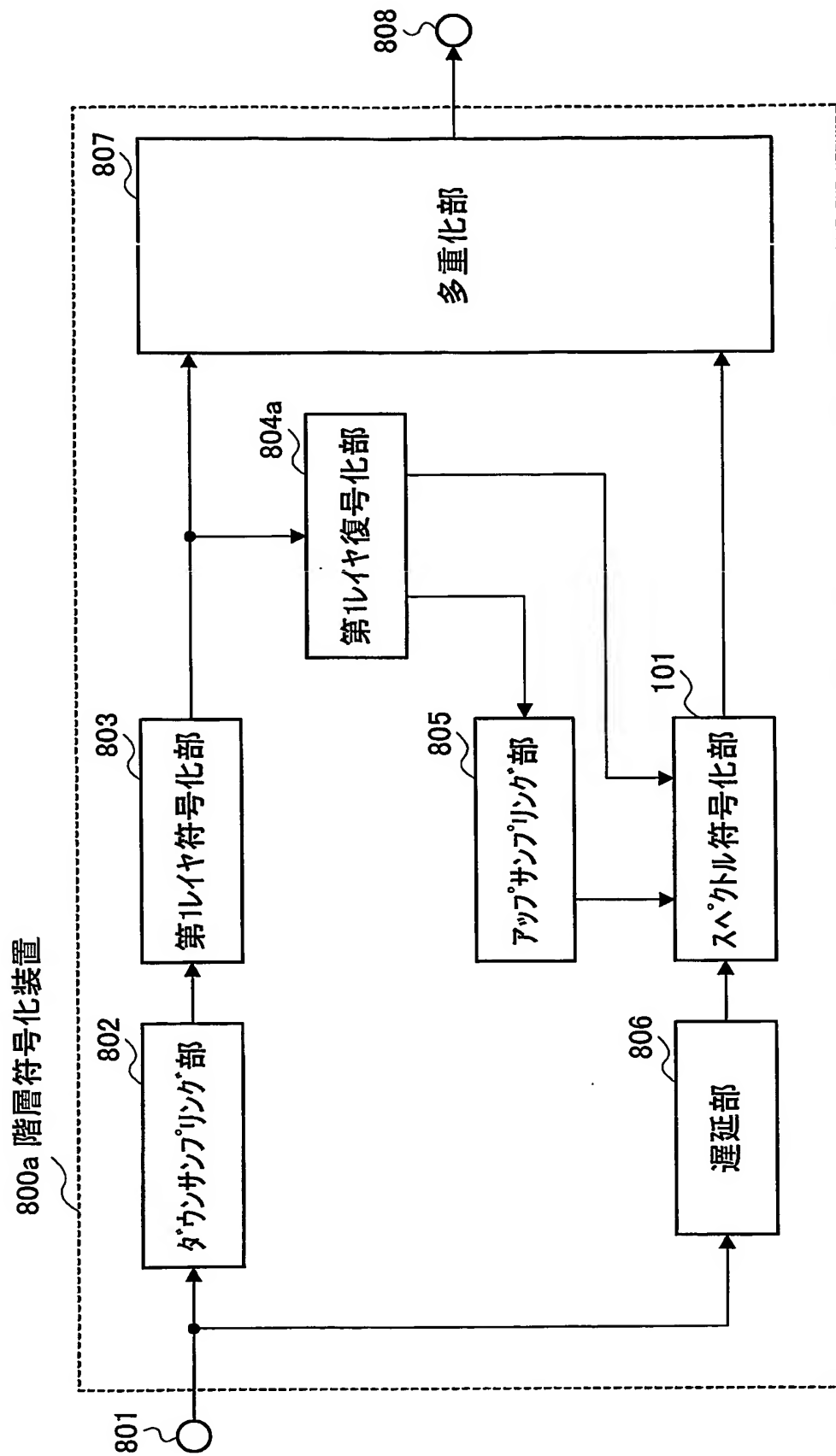


図18

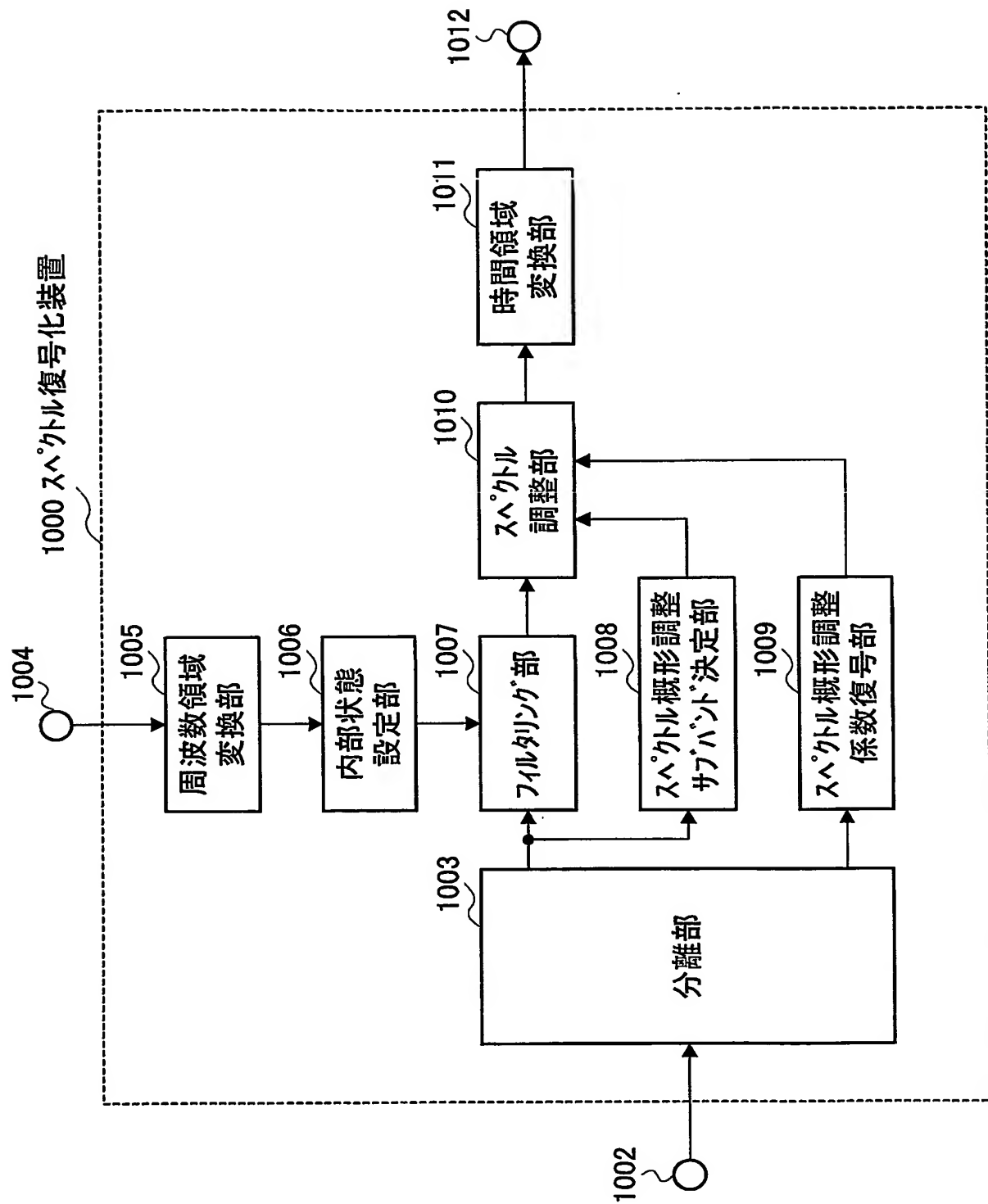


図19

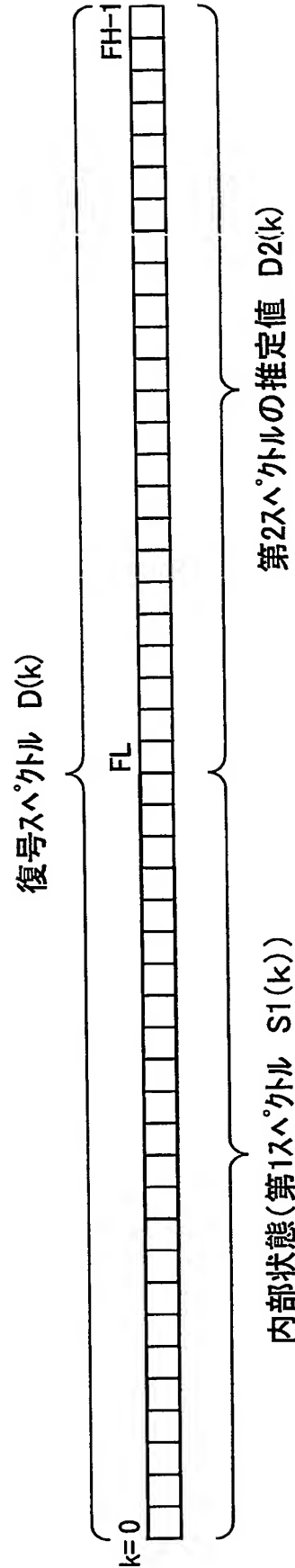


図20

21/30

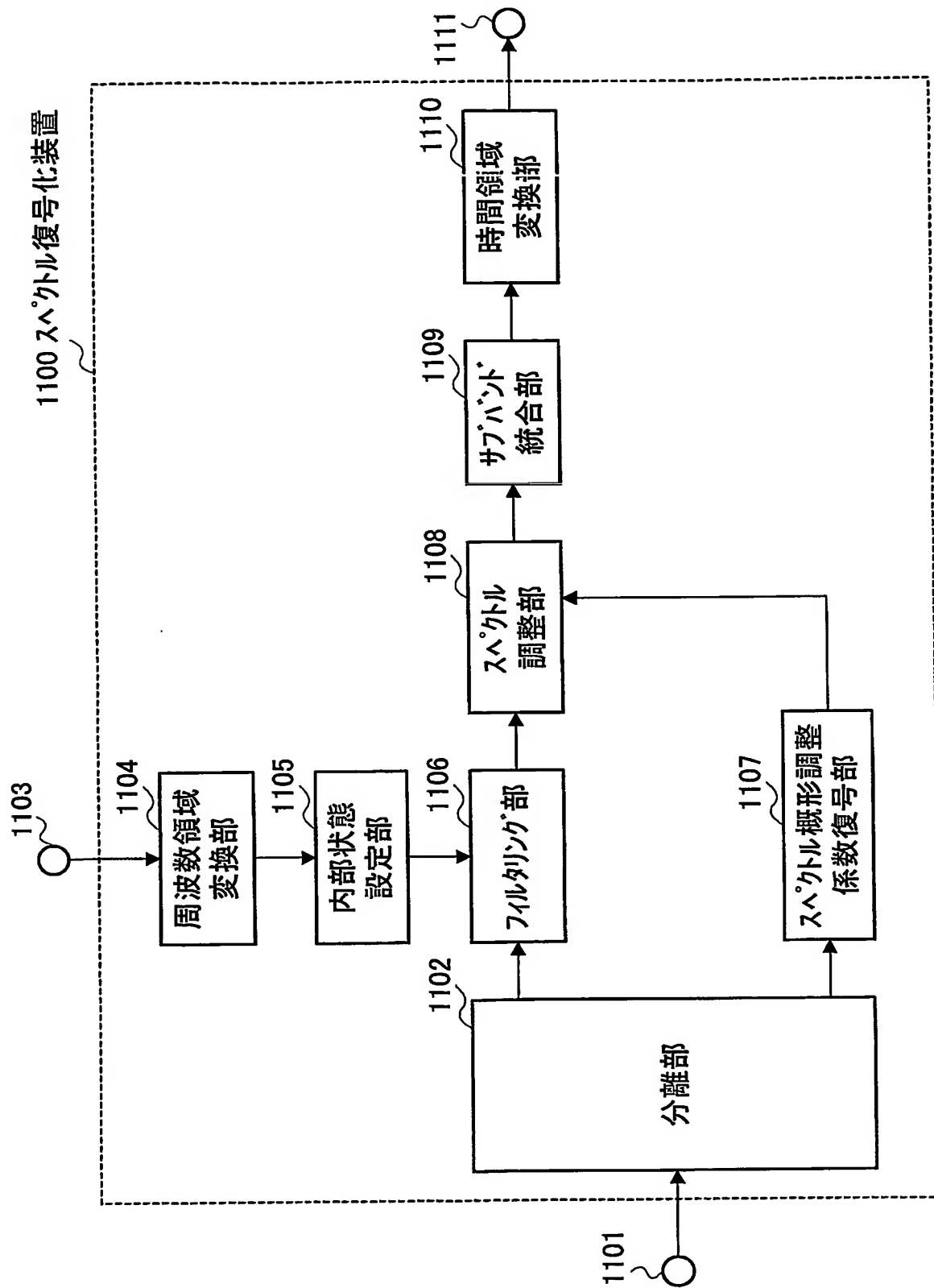


図21

22/30

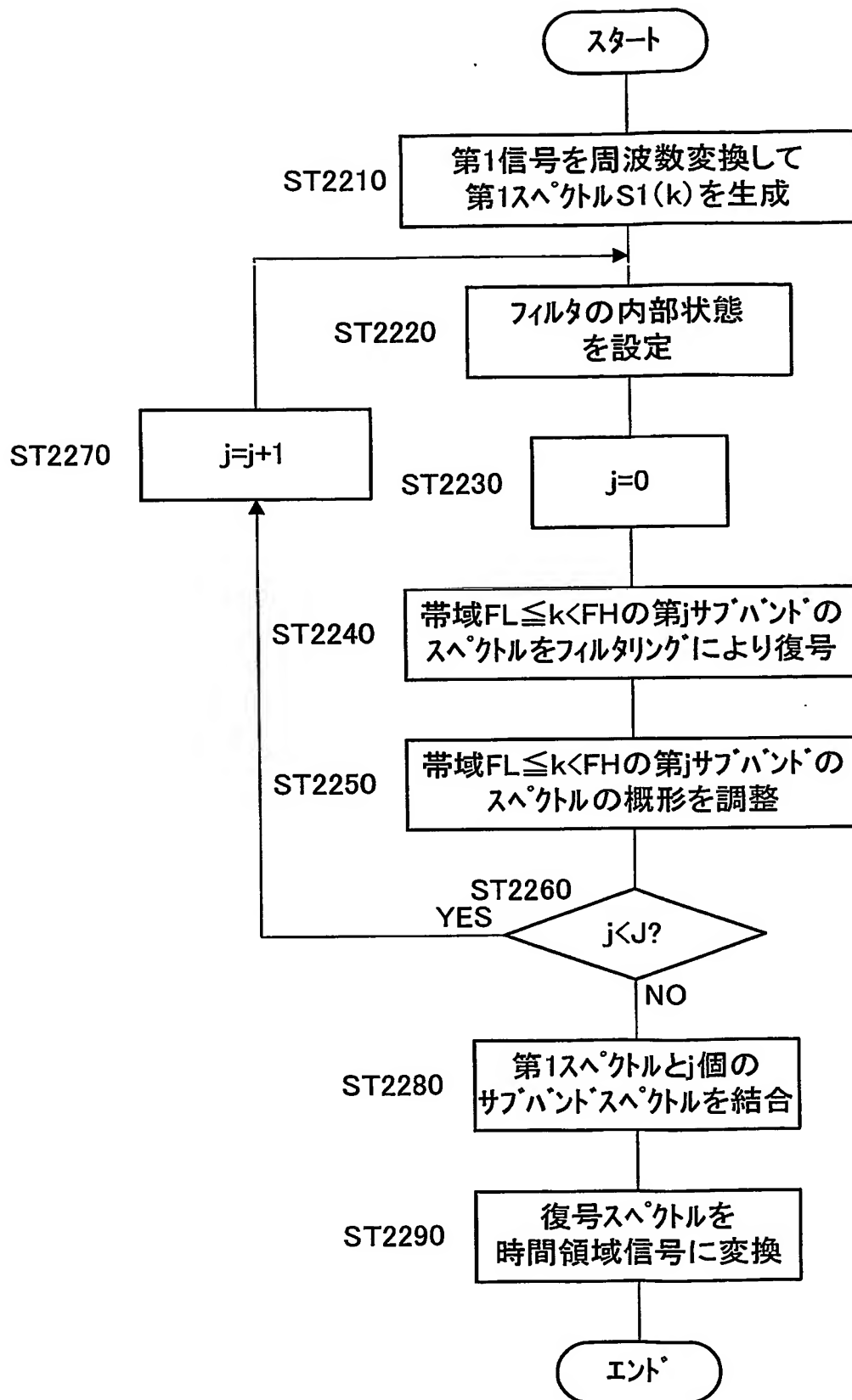


図22

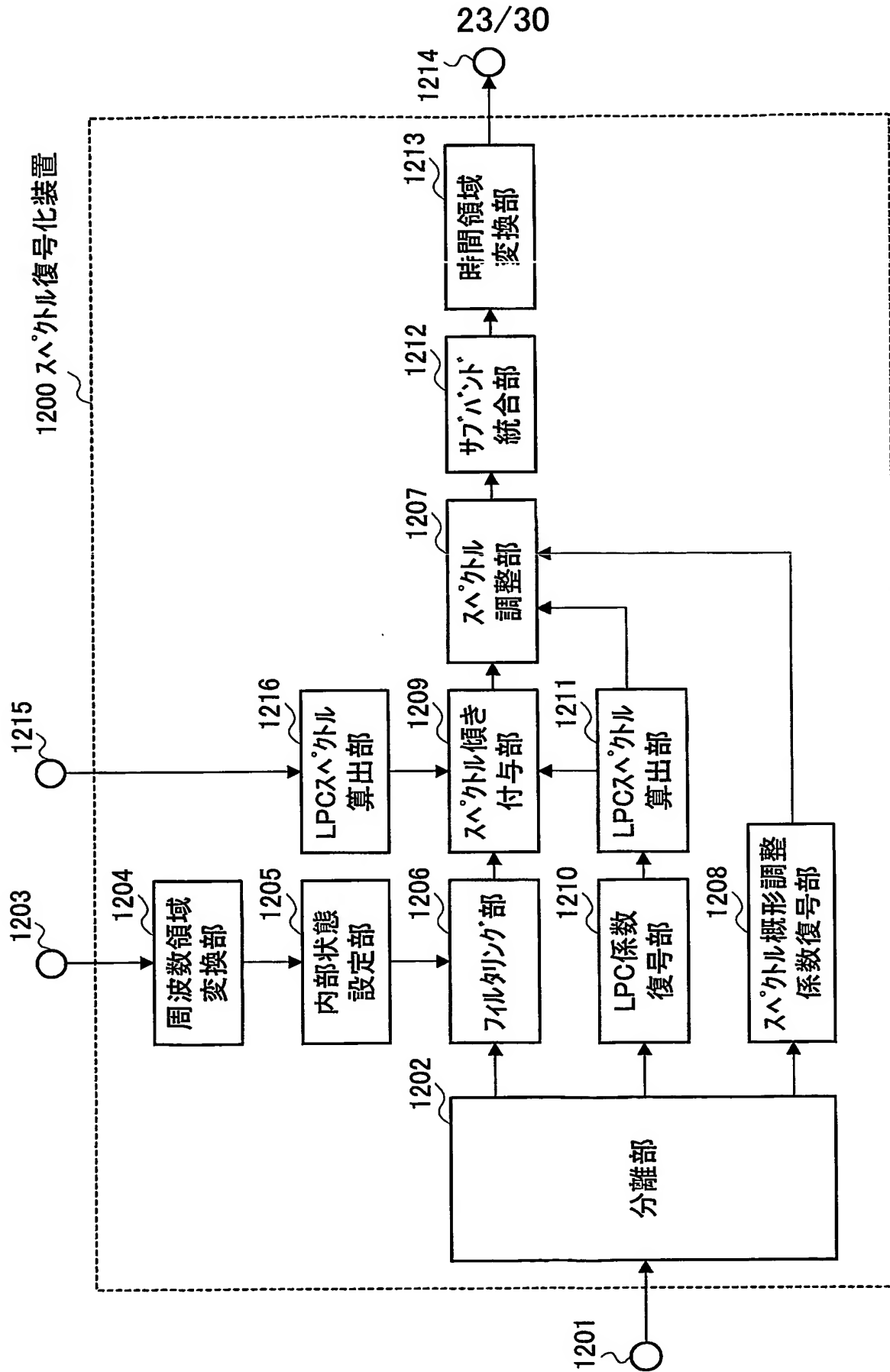


図23

24/30

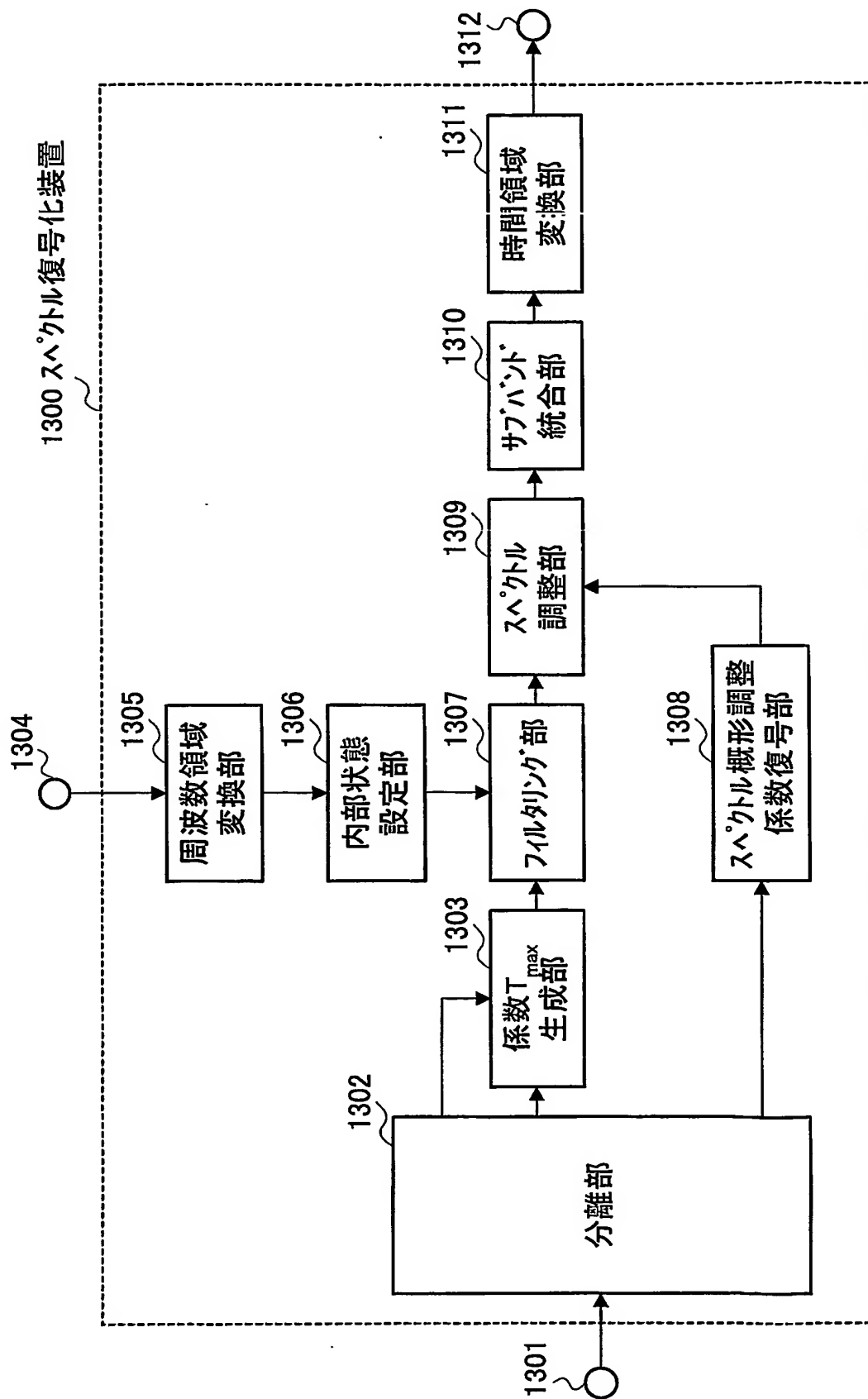


図24

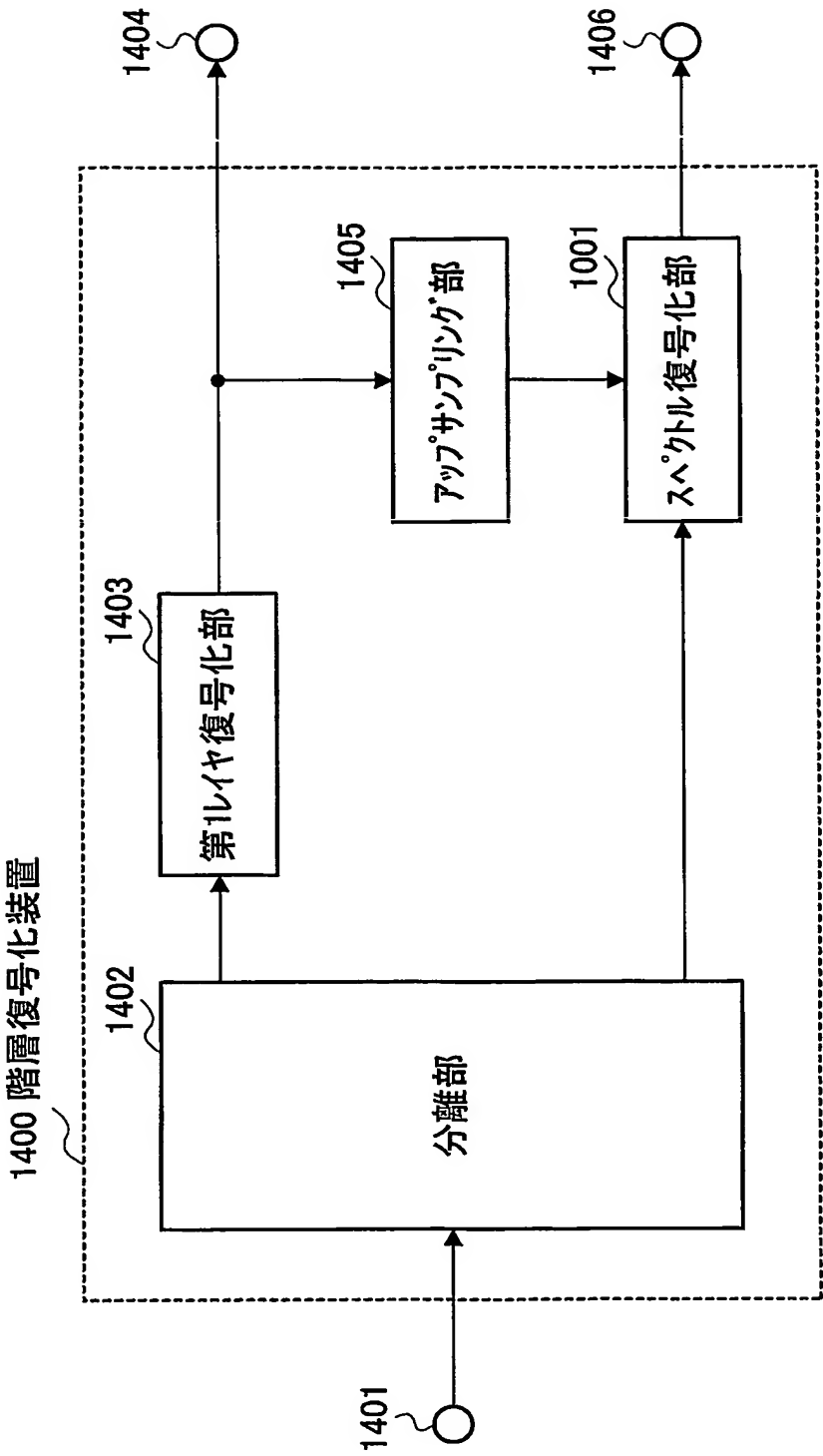


図25

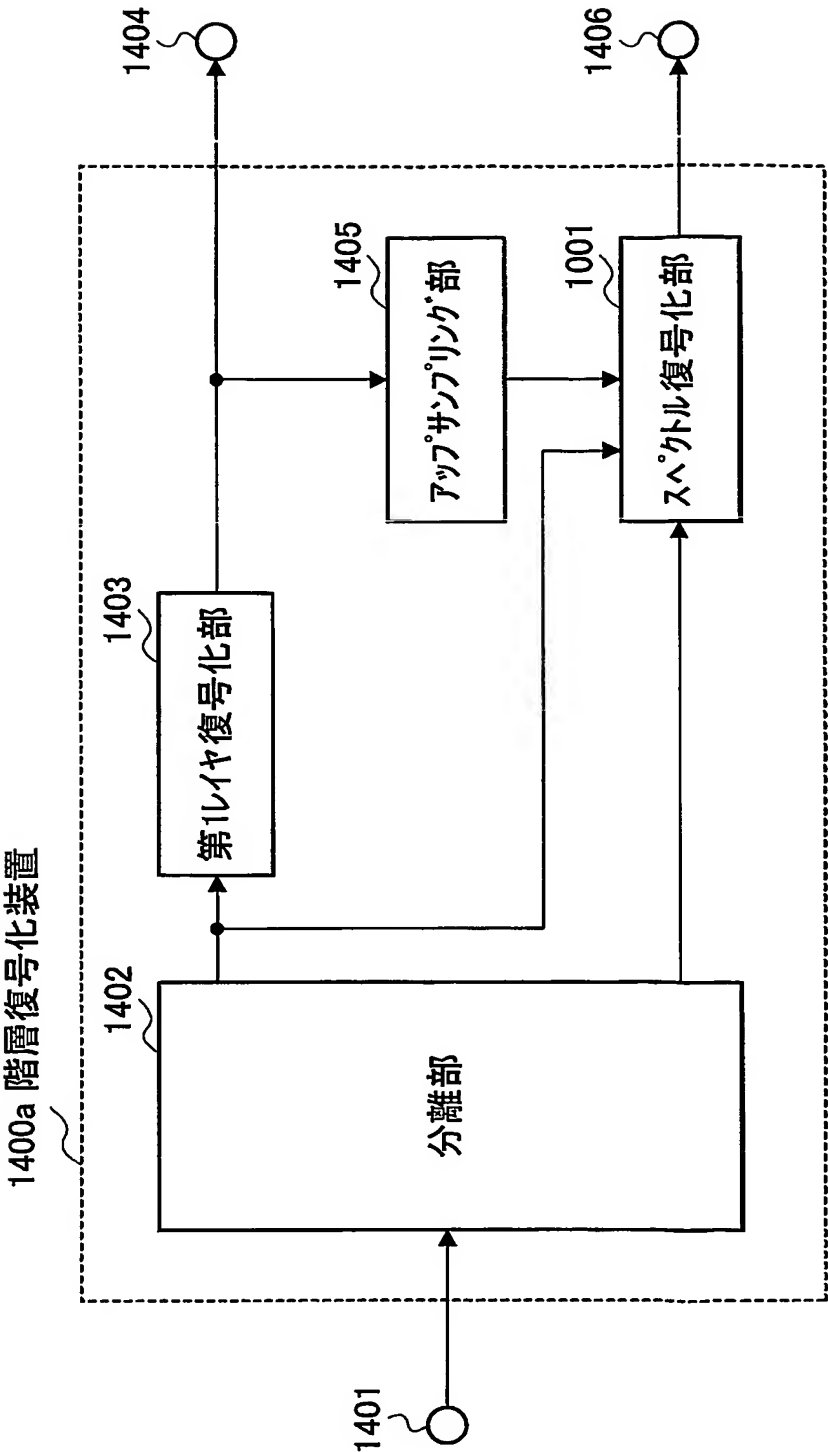


図26

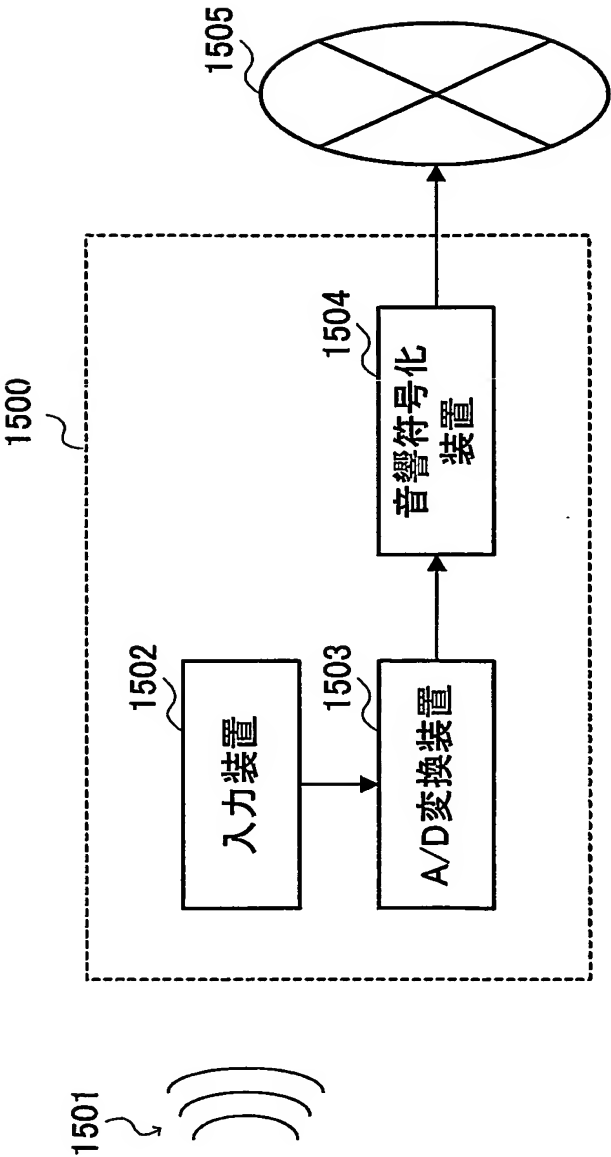


図27

28/30

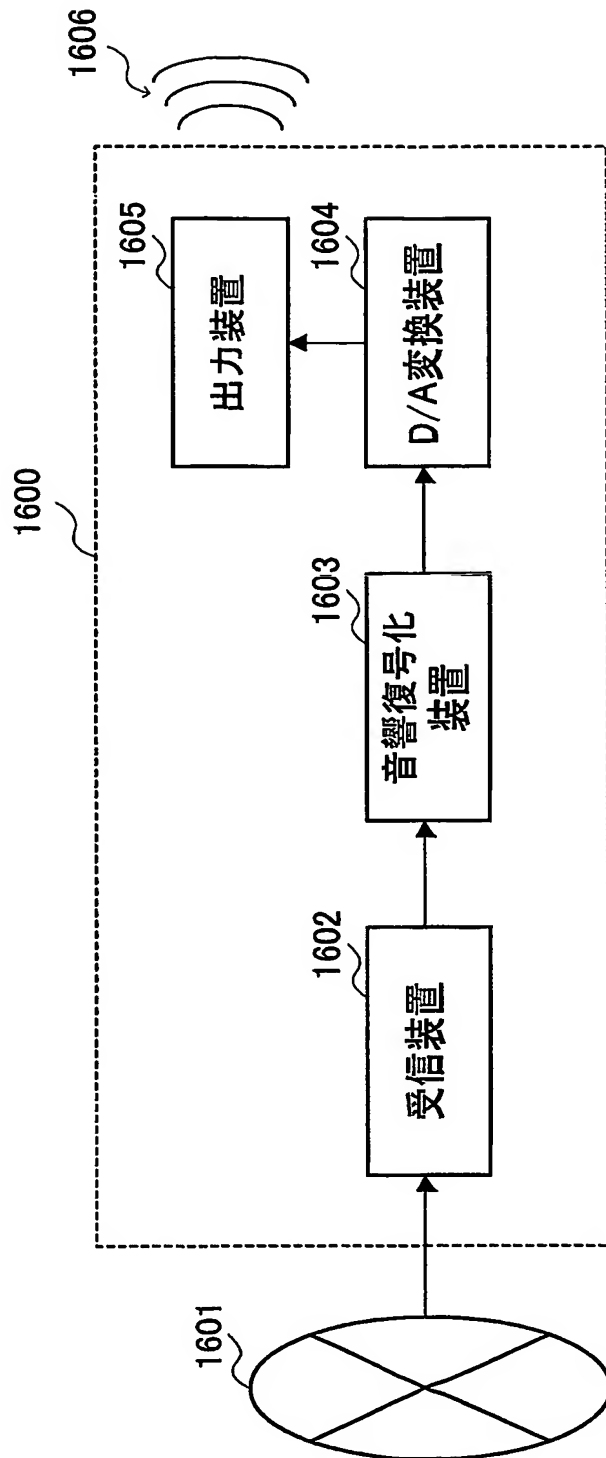


図28

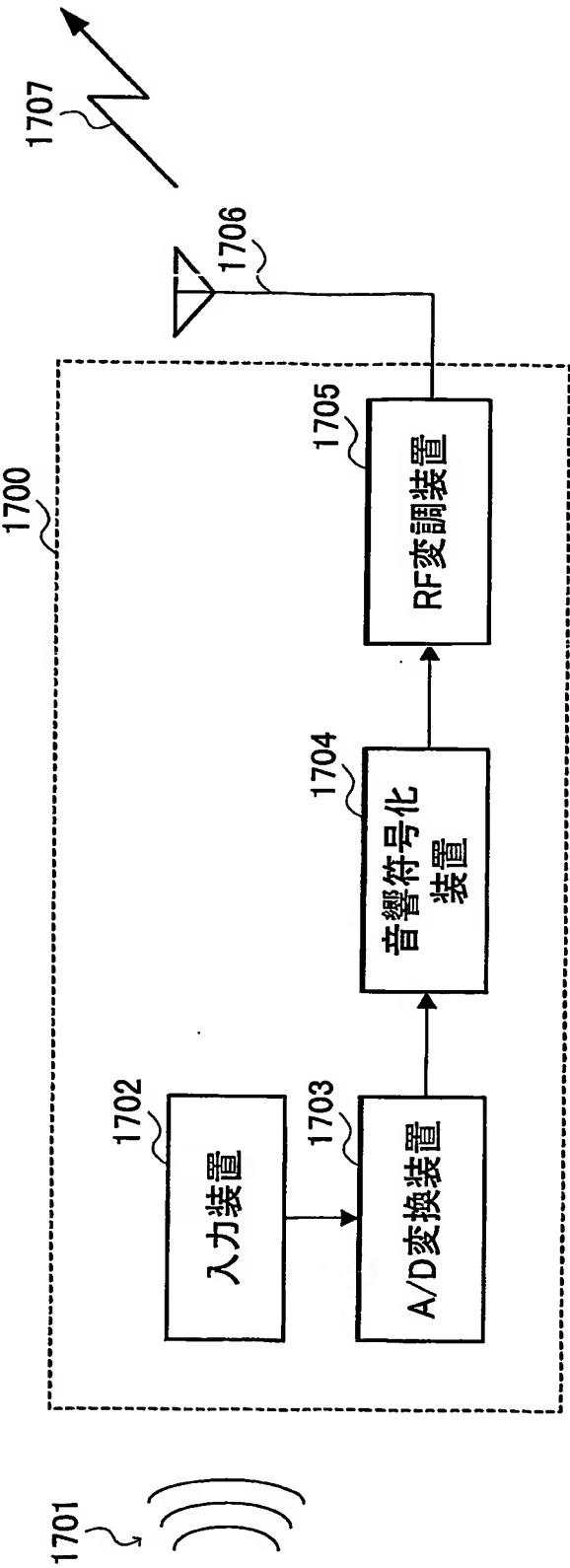


図29

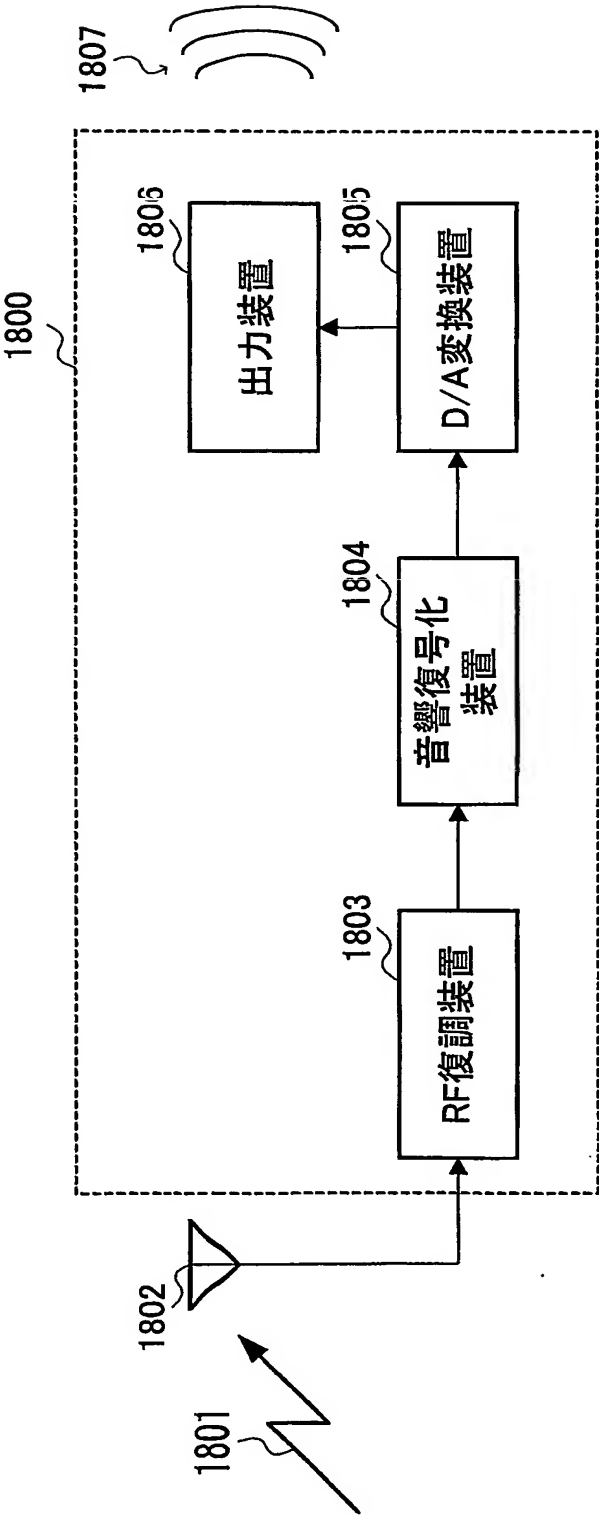


図30

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016176

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ G10L19/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ G10L19/02, 13/00, H03H17/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

JOIS (JSTPLUS FILE)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP 2001-356788 A (Kenwood Corp.), 26 December, 2001 (26.12.01), Full text; Figs. 1 to 5 & WO 2001/097212 A1 & EP 1298643 A1 & US 2003/125889 A1 & JP 2002-73096 A	1-22
A	JP 2003-255997 A (Toshiba Corp.), 10 September, 2003 (10.09.03), Full text; Figs. 1 to 6 & EP 1351218 A2 & US 2003/171916 A1	1-22
A	JP 6-85607 A (Alpine Electronics, Inc.), 25 March, 1994 (25.03.94), Full text; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-22



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

21 February, 2005 (21.02.05)

Date of mailing of the international search report

08 March, 2005 (08.03.05)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016176

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 6-350401 A (NEC Corp.), 22 December, 1994 (22.12.94), Full text; Figs. 1 to 3 & EP 630108 A2 & US 5893068 A	1-22
A	JP 8-123495 A (Mitsubishi Electric Corp.), 17 May, 1996 (17.05.96), Full text; Figs. 1 to 22 & JP 3483958 B2	1-22
A	JP 9-90992 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 04 April, 1997 (04.04.97), Full text; Fig. 1 & JP 3301473 B2	1-22
A	JP 9-258787 A (Kokusai Electric Co., Ltd.), 03 October, 1997 (03.10.97), Full text; Figs. 1 to 6 & JP 3243174 B2	1-22
A	JP 2001-521648 A (Coding Technologies Sweden AB.), 06 November, 2001 (06.11.01), Full text; Figs. 1 to 29 & WO 1998/057436 A2 & EP 940015 A & US 6680972 B1	1-22
A	JP 2002-41089 A (Kenwood Corp.), 08 February, 2002 (08.02.02), Full text; Figs. 1 to 2 & WO 2002/035517 A1 & US 2003/167164 A1 & US 2004/28125 A1 & JP 3576936 B2	1-22
A	JP 2002-132298 A (Kenwood Corp.), 09 May, 2002 (09.05.02), Full text; Figs. 1 to 2 & WO 2002/035517 A1 & JP 2002-171588 A	1-22
A	JP 2002-175092 A (Kenwood Corp.), 21 June, 2002 (21.06.02), Full text; Figs. 1 to 2 & WO 2002/050814 A1	1-22
A	WO 2003/003345 A1 (Kenwood Corp.), 09 January, 2003 (09.01.03), Full text; Figs. 1 to 11 (Family: none)	1-22
A	WO 2003/019533 A1 (Kenwood Corp.), 06 March, 2003 (06.03.03), Full text; Figs. 1 to 10 (Family: none)	1-22

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G10L19/02

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G10L19/02, 13/00, H03H17/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2005年
 日本国実用新案登録公報 1996-2005年
 日本国登録実用新案公報 1994-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

JOIS (JSTPLUSファイル)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P 2001-356788 A (株式会社ケンウッド) 2001.12.26, 全文, 図1-5 & WO 2001/097212 A1 & EP 1298643 A1 & US 2003/125889 A1 & JP 2002-73096 A	1-22
A	J P 2003-255997 A (株式会社東芝) 2003.09.10, 全文, 図1-6 & EP 1351218 A2 & US 2003/171916 A1	1-22
A	J P 6-85607 A (アルパイン株式会社) 1994.03.25, 全文, 図1-4 (ファミリーなし)	1-22

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21.02.2005

国際調査報告の発送日

08.3.2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

山下 剛史

5 C

8946

電話番号 03-3581-1101 内線 3540

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 6-350401 A (日本電気株式会社) 1994.12.22, 全文, 図1-3 & EP 630108 A2 & US 5893068 A	1-22
A	JP 8-123495 A (三菱電機株式会社) 1996.05.17, 全文, 図1-22 & JP 3483958 B2	1-22
A	JP 9-90992 A (日本電信電話株式会社) 1997.04.04, 全文, 図1 & JP 3301473 B2	1-22
A	JP 9-258787 A (国際電気株式会社) 1997.10.03, 全文, 図1-6 & JP 3243174 B2	1-22
A	JP 2001-521648 A (コーディング テクノロジーズ スウェーデン アクチボラゲット), 2001.11.06, 全文, 図1-29 & WO 1998/057436 A2 & EP 940015 A & US 6680972 B1	1-22
A	JP 2002-41089 A (株式会社ケンウッド) 2002.02.08, 全文, 図1-2 & WO 2002/035517 A1 & US 2003/167164 A1 & US 2004/28125 A1 & JP 3576936 B2	1-22
A	JP 2002-132298 A (株式会社ケンウッド) 2002.05.09, 全文, 図1-2 & WO 2002/035517 A1 & JP 2002-171588 A	1-22
A	JP 2002-175092 A (株式会社ケンウッド) 2002.06.21, 全文, 図1-2 & WO 2002/050814 A1	1-22
A	WO 2003/003345 A1 (株式会社ケンウッド) 2003.01.09, 全文, 第1-11図 (ファミリーなし)	1-22
A	WO 2003/019533 A1 (株式会社ケンウッド) 2003.03.06, 全文, 第1-10図 (ファミリーなし)	1-22